



**João
Sousa**

**Sonar Ultra-sónico para Aplicação em Bengala para
Cegos**



**João
Sousa**

Sonar Ultra-sónico para Aplicação em Bengala para Cegos

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e de Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Dr. Carlos Alberto da Costa Bastos, e do Dr. José Manuel Neto Vieira, Professores auxiliares do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro.

o júri

presidente

Armando José Formoso de Pinho

Professor Associado com agregação da Universidade de Aveiro

Diamantino Rui da Silva Freitas

Professor Associado da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

vogais

Carlos Alberto da Costa Bastos

Professor Auxiliar da Universidade de Aveiro (orientador)

José Manuel Neto Vieira

Professor Auxiliar da Universidade de Aveiro (co-orientador)

agradecimentos

Após quase um ano envolvido neste projecto, e agora que o final se aproxima, gostaria de neste espaço agradecer às pessoas que me ajudaram, directamente ou não.

Antes de mais, gostaria de agradecer aos meus orientadores Professor Doutor Carlos Alberto da Costa Bastos e o Professor Doutor José Manuel Neto Vieira pelo apoio inestimável.

Para terminar os agradecimentos quero agradecer á minha família e aos meus amigos pelo apoio demonstrado durante estes dois semestres.

Resumo

Nesta tese são descritos os passos necessários para o desenvolvimento de um sistema capaz de detectar obstáculos de varias dimensões. O sistema deve ser suficientemente compacto para poder ser alojado numa bengala para cegos e capaz de rapidamente analisar o meio. Para este objectivo foram estudados agregados de ultra sons. Neste projecto foi dada ênfase ao hardware por forma a criar um SONAR de baixo custo mas eficiente. Foram estudadas diferentes configurações de sensores, por forma a obter respostas de cada uma delas, e escolher a melhor. Outro assunto tratado é a modelação dos transdutores de ultra-sons, para melhor conhecer comportamento destes. O sistema foi projectado e construído, contudo faltou realizar os testes finais ao mesmo.

Abstract

In this thesis are described the needed steps to develop of a system capable of detecting obstacles of several sizes. This system must be small enough to be embeded in a cane for the blind and be able to quickly analyse the medium. To fulfill this objective the ultrasonic arrays response was studied. This project emphasized the hardware to create a low cost but efficient SONAR. Different configurations of sensors were studied in order to obtain responses from each, and choose the best. Another issue addressed is the modeling of ultrasonic transducers, to understand their behavior. The system was designed and built, yet it was not fully tested.

Conteúdo

Conteúdo	i
Lista de Tabelas	iii
Lista de Figuras	v
1 Introdução	1
1.1 Enquadramento	1
1.2 Objectivos	1
1.3 Organização da dissertação	2
2 Os ultra-sons	3
2.1 Transdutores	4
2.2 Modelação de transdutores	5
2.3 Aplicações dos ultra-sons - Tempo de voo	6
2.4 Agregados de sensores no quotidiano	8
2.4.1 Na medicina	8
2.4.2 Nas telecomunicações	10
2.4.3 Na indústria	10
3 Agregados de sensores	13
3.1 Agregado linear de sensores	14
3.2 Agregado planar de sensores	16
3.3 Beamforming	18
3.4 Resposta para sensores não ideais	19
4 Sonar ultra sónico para bengala para cegos	25
4.1 Hardware implementado	25
4.1.1 O DSP	26
4.1.2 Sensor de temperatura	28
4.1.3 Receptores e amplificação	29
4.1.4 O circuito de ataque ao transdutor	29
4.1.5 Flyback indutivo (Proposta 1)	29
4.1.6 Bobina em paralelo (Proposta 2)	30
4.1.7 Ponte H (Proposta 3)	30
4.2 Software implementado	31
4.2.1 Fluxo temporal do software	33

5	Testes e resultados	35
5.1	Modelação do transdutor piezoeléctrico Murata MA40S4S	35
5.1.1	Medição de C_0	35
5.1.2	Medição de R	37
5.1.3	Medição dos restantes parâmetros (L e C)	37
5.1.4	Resultados obtidos do modelo	38
5.2	Resultados obtidos do circuito de ataque do emissor	39
5.2.1	Flyback indutivo	39
5.2.2	Circuito com bobina	39
5.2.3	Ponte H	41
5.2.4	Conclusões	43
5.3	Testes ao software desenvolvido	43
5.3.1	Conclusões	44
6	Conclusões e trabalho futuro	47
6.1	Conclusões	47
6.2	Trabalho futuro	47
	Bibliografia	49
A	Tabela comparativa de DSP da Texas Instruments	51
B	Hardware desenvolvido/usado	53
B.1	Lista de material	57
B.2	Módulo Piccolo tms320f28035 - Control card	58
C	Software desenvolvido	61

Lista de Tabelas

5.1	Efeito da resistência R_{in} nas frequências de ressonância do transdutor Murata MA40S4S.	38
5.2	Resultados obtidos da medição segundo o método descrito anteriormente. . . .	39
5.3	Parâmetros dos transístores utilizados.	42
A.1	Tabela comparativa dos dsp da familia C2000	51
B.1	Lista de material.	57

Lista de Figuras

2.1	Corte de uma orelha.	3
2.2	Representação de ecolocalização.	4
2.3	Gráfico dos vários usos do ultra-som em função da frequência[1].	4
2.4	Demonstração do efeito piezoelétrico.	5
2.5	Modelo equivalente	6
2.6	Resposta típica de um transdutor piezoelétrico, com os seguintes parâmetros, $C_0 = 2359pF$, $C = 0.312nF$, $L = 53.7mH$, e $R = 343\Omega$	7
2.7	Modelo no ponto de ressonância série.	8
2.8	Resposta da impedância do transdutor 400ST120 da marca Prowave fornecido pelo fabricante - (As linhas contínuas correspondem ao módulo da impedância, as linhas a tracejado correspondem à fase. A cor vermelha é para o transmissor, e a cor azul para o receptor do mesmo modelo)[4].	8
2.9	Exemplos de métodos usados com ultra-sons[14].	9
2.10	Ultrasonografia a 4-D.	10
2.11	Sonda usada para testar defeitos.	11
3.1	Configuração genérica de sensores/antenas.	13
3.2	Agregado linear de sensores.	14
3.3	Resposta de um agregado linear uniforme com espaçamento igual a 4.95mm.	16
3.4	Agregado linear uniforme 1x8 de sensores ideais com espaçamento superior a $\frac{\lambda}{2}$	17
3.5	Agregado linear uniforme 1x8 de sensores ideais com espaçamento inferior a $\frac{\lambda}{2}$	18
3.6	Transdutor MA40S4R da Murata.	19
3.7	Agregado 4+3 com vista a 3 dimensões.	19
3.8	Agregado linear uniforme 4+3 de sensores ideais.	20
3.9	Ilustração da técnica de <i>beamforming</i> : Em cima os sinais são somados sem desfazamento, resultando num sinal com três pulsos. Em baixo os sinais sofrem atrasos relativos e quando são somados formam um único pulso de maior amplitude.	21
3.10	Resposta de uma configuração 4+3 para um <i>steering</i> de $\theta = 20^\circ$	21
3.11	Diagrama de sensibilidade do sensor piezoelétrico MA40S4R.[13]	22
3.12	Diagrama de sensibilidade de um agregado 4+3 de sensores não ideais.	22
3.13	Diagrama de sensibilidade do agregado 4+3 de sensores não ideais com um <i>steering</i> de $\theta = 20^\circ$	23
4.1	Diagrama de blocos do sistema implementado.	25
4.2	Imagem da placa desenvolvida (parte de cima).	26

4.3	Imagem da placa desenvolvida (parte de baixo).	27
4.4	Microcontroladores da Texas Instruments da família C2000.	28
4.5	Imagem do kit <i>Piccolo F28035 Experimenter's Kit</i>	28
4.6	Esquema eléctrico do circuito de ataque do transmissor utilizando <i>flyback</i> indutivo.	30
4.7	Esquema eléctrico do circuito de ataque do transmissor usando bobina em paralelo.	30
4.8	Esquema eléctrico do circuito de ataque do transmissor usando uma ponte H. .	31
4.9	Diagrama da função principal (<i>main</i>) do software a correr no <i>DSP</i>	32
4.10	Diagrama temporal do sistema de aquisição de amostras - a escala superior corresponde ao tempo durante cada estado se encontra, e a escala inferior, corresponde à distância correspondente em termos de capacidade de detecção de obstáculos.	33
4.11	Diagrama de fluxo da interrupção - (a função <i>Toogle()</i> muda o estado do pino digital 05, do estado '1' passa a '0', e vice-versa).	34
5.1	Circuito geral utilizado para calcular os parâmetros do transdutor.	36
5.2	Circuito simplificado utilizado para teste para frequências superiores à frequência de ressonância paralela (<i>fp</i>).	36
5.3	Circuito utilizado para estimar R simplificado	37
5.4	Resultados obtidos: Modelo vs resultados práticos obtidos da modelação do transdutor Murata MA40S4S.	40
5.5	Esquema eléctrico do circuito de ataque do transmissor com <i>flyback</i> indutivo. .	41
5.6	Resultados obtidos por simulação	41
5.7	Circuito eléctrico em análise - Modelo do transdutor com bobina em paralelo. .	42
5.8	Esquema eléctrico do circuito de ataque ao transmissor em ponte H.	42
5.9	Resultados obtidos da simulação do circuito de ataque em ponte H (figura 5.8)	43
5.10	Resultados do teste 1 - (escala horizontal = $5\mu s/div$, escala vertical = $1v/div$) .	44
5.11	Resultados do teste 2 - (escala horizontal = $2\mu s/div$, escala vertical = $1v/div$) .	45
5.12	Resultados do teste 3 - (escala horizontal = $2ms/div$, escala vertical = $1v/div$)	46
B.1	Fonte de alimentação da placa.	53
B.2	Circuito de ataque da placa.	53
B.3	Conectores da placa.	54
B.4	Um dos circuitos de amplificação de sinal (no total são 7) (ref: [10]).	54
B.5	Layout da placa (parte de cima).	55
B.6	Layout da placa (parte de baixo).	55
B.7	Layout da placa que suporta os transdutores (parte de cima).	56
B.8	Layout da placa que suporta os transdutores(parte de baixo).	56
B.9	Esquema da placa de controlo.	58
B.10	Pinout do Modulo DIMM.	59

Capítulo 1

Introdução

1.1 Enquadramento

A perda de visão é considerada um problema grave de saúde, já que resulta na perda de um dos sentidos mais importantes para a realização da vida quotidiana. No entanto, essa situação pode ser suavizada pela reeducação dessas pessoas. A adaptação de uma pessoa à cegueira passa pela utilização de meios auxiliares para facilitar a sua integração na sociedade (e.g. utilização de cães treinados ou bengalas para cegos).

A bengala para invisuais (mais comumente chamada de bengala branca) funciona como extensão dos braços e permite a detecção dos obstáculos evitando a colisão. No entanto, existem obstáculos que se tornam bastante difíceis de detectar, principalmente em ambiente urbano (basta pensar por exemplo num cego que tenta atravessar uma passagem de nível e tropeça na barreira porque com a bengala não consegue detectar obstáculos acima da zona da cintura).

Para combater estes problemas pretende-se criar um sonar que utiliza ultra-sons para pesquisar o meio em busca de obstáculos. Para esta aplicação o sonar tem de ser capaz de descobrir não só a distância ao obstáculo como também a direcção a que se encontra. Aqui surge um problema, para esta aplicação o uso de um único transdutor não permite distinguir, por exemplo, um pequeno objecto muito reflector de um objecto largo mas pouco reflector, tal como não permite a detecção da direcção (ângulo) do mesmo. Uma solução pode ser o uso de um agregado de sensores que permite a pesquisa de obstáculos num sector em frente ao mesmo sem a necessidade de recorrer a peças móveis (i.e. servos). Esta solução permite descobrir as dimensões do objecto, assim como a direcção em que se encontra.

1.2 Objectivos

Os objectivos deste trabalho pressupõem a criação de um sistema capaz de detectar obstáculos utilizando sensores de ultra-sons. Os sensores usados serão de baixo custo e formarão um agregado planar, que terá a capacidade de detecção de obstáculos num sector frontal ao mesmo. Deste modo será estudada a técnica de processamento de *beamforming* com o objectivo de melhorar as capacidades sistema.

Para estes objectivos serem cumpridos, será projectada e construída uma placa de circuito impresso capaz de alojar toda a electrónica necessária para trabalhar com um agregado de sensores com 7 elementos. A placa deve ser ainda suficientemente pequena para poder ser

alojada numa bengala para cegos.

Será também criado um software simples que permita fazer testes ao hardware.

1.3 Organização da dissertação

A seguir estão indicados os capítulos da dissertação e uma descrição de cada um deles:

- Capítulo 2 - Pequena introdução teórica aos ultra-sons, assim como uma breve enumeração das áreas onde se podem encontrar aplicações para os mesmos. Para além disto será ainda descrito o modelo usado para transdutores piezoelétricos.
- Capítulo 3 - Este capítulo serve para explorar a parte teórica dos agregados de sensores. São analisadas respostas para duas configurações de sensores, a configuração linear de dimensão 1×8 e a configuração planar $4 + 3$. Após estas análises, é revista a resposta da configuração $4 + 3$ (que vai ser usada na parte prática) quando sujeita a *beamforming*. Na última secção as respostas são adaptadas aos sensores que foram usados na parte prática.
- Capítulo 4 - É dada ênfase à parte prática do trabalho, onde são descritos detalhadamente os blocos constituintes do *hardware* e do *software* e as escolhas feitas a esse nível.
- Capítulo 5 - Nesta parte do documento são enumerados os testes feitos e são apresentados os resultados obtidos. É feita também uma análise de cada resultado e quando possível uma comparação com o resultado esperado.
- Capítulo 6 - O último capítulo apresenta a conclusão deste trabalho e propõe possíveis melhoramentos futuros.

Capítulo 2

Os ultra-sons

Os ultra-sons são sons com uma frequência superior aos limites da audição humana, isto é a partir dos 20kHz. Esta limitação auditiva dos seres humanos deve-se ao ouvido médio(ver figura 2.1) que limita a frequência audível. Hoje em dia é conhecido que alguns animais conseguem ouvir para lá dos 20Khz, nomeadamente os cães, golfinhos, morcegos e até ratos. Existem contudo estudos que provam que os humanos conseguem inconscientemente ouvir para lá da barreira dos ultra-sons (mais informações sobre o assunto em [17]).

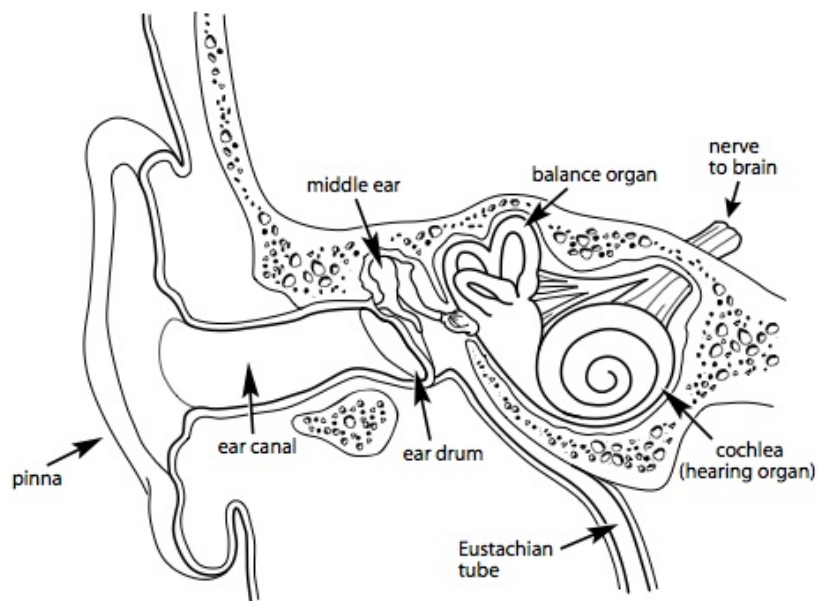


Figura 2.1: Corte de uma orelha.

Existem no mundo animal muitos seres com capacidades de ouvir ultra-sons, mas apenas uma pequena parte consegue tirar partido dessa característica e realizar ecolocalização. Os morcegos conseguem usar a ecolocalização para se orientarem e caçarem insectos na escuridão. As baleias conseguem comunicar recorrendo aos ultra-sons e os golfinhos (figura 2.2) conseguem até detectar presas enterradas na areia.

Não obstante os seres humanos aprenderam com os animais, e descobriram maneiras de usar os ultra-sons. Hoje em dia os ultra-sons são usados num conjunto muito vasto de

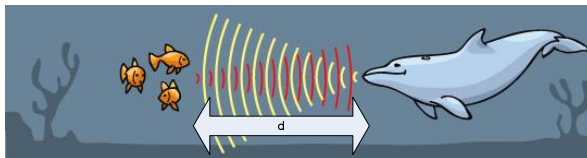


Figura 2.2: Representação de ecolocalização.

actividades, tais como:

- Na medicina, os ultra-sons são bastante usados em muitos diagnósticos, como por exemplo, em ecografia onde se pode visualizar, por exemplo, os órgãos internos, ou o desenvolvimento de um feto no caso de uma gravidez;
- Em ambientes industriais são usados para procurar falhas e defeitos em materiais;
- Para limpeza de materiais (e.g. Instrumentos cirúrgicos e peças industriais);
- No estacionamento assistido de automóveis (*electronic parking assist*);
- No SONAR, (*Sound Navigation And Ranging*) quer para aplicações militares quer para aplicações civis.

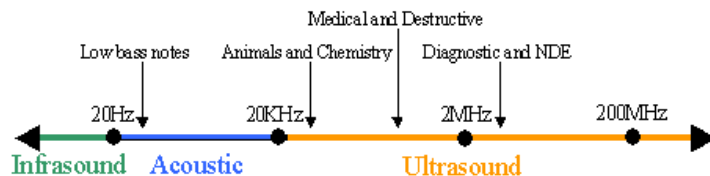


Figura 2.3: Gráfico dos vários usos do ultra-som em função da frequência[1].

Esta lista não é de forma alguma uma lista exaustiva já que existem muitos mais exemplos de aplicações. Na figura 2.3 podem-se ver exemplos de uso de ultra-sons e as frequências utilizadas.

2.1 Transdutores

O que todas estas aplicações têm em comum é que todas elas usam um transdutor de ultra-sons. Um transdutor é um dispositivo que tem a capacidade de transformar um tipo de energia noutro. Um motor por exemplo transforma energia eléctrica em energia mecânica.

Os transdutores dividem-se em dois grandes grupos: os sensores que são responsáveis por receber um tipo de sinal para posteriormente ser processado, e os actuadores que são responsáveis por provocar um efeito no sistema. Existe ainda transdutores que podem funcionar nos dois modos.

Os transdutores de ultra-sons em particular são responsáveis por transformar energia eléctrica em energia acústica ou energia acústica em energia eléctrica. De facto a generalidade dos transdutores de ultra-sons devem as suas propriedades ao cristal piezoeléctrico que os constituem. O cristal piezoeléctrico deforma-se quando se lhe aplica uma tensão (Figura 2.4).

Esta propriedade foi demonstrada pela primeira vez pelos irmãos Pierre Curie e Jacques Curie que em 1880 juntando os seus conhecimentos da estrutura dos cristais e do efeito piroelétrico ¹ já conhecido na altura conseguiram prever o comportamento do cristal. Nessa demonstração experimentaram com vários cristais e puderam concluir que os que apresentavam o maior efeito piezoelétrico eram o quartzo e o sal de Rochelle. Usando esta propriedade piezoelétrica pode-se aplicar uma tensão alternada ao cristal fazendo-o vibrar e produzindo assim uma onda acústica. Este efeito só veio a ser utilizado mais tarde com a criação do SONAR durante a Primeira Guerra Mundial.

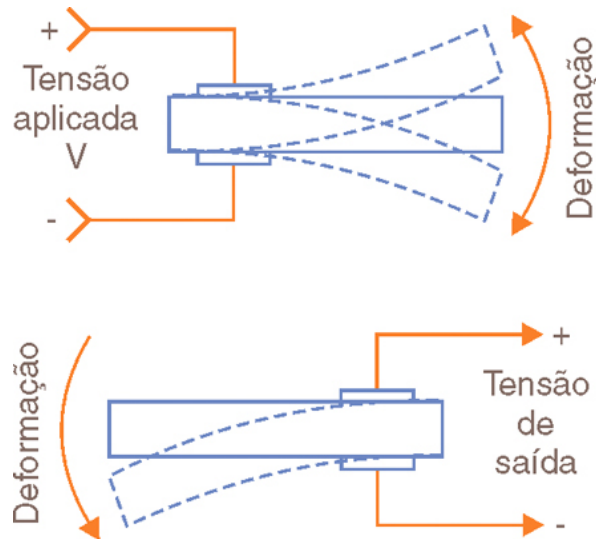


Figura 2.4: Demonstração do efeito piezoelétrico.

2.2 Modelação de transdutores

O modelo tradicionalmente usado para caracterizar o comportamento de um transdutor de ultra-sons piezoelétrico é conhecido como modelo equivalente de *Maison*[13]. O modelo eléctrico é composto por um circuito R-L-C série em paralelo com um condensador (fig. 2.5).

A resposta em frequência deste modelo pode ser vista na figura 2.6. Como se pode verificar tem na zona de trabalho dois picos bem evidenciados. O comportamento da impedância do transdutor é descrito pela equação 2.1 no domínio de Laplace:

- Para frequências afastadas da frequência de ressonância a impedância é igual à impedância de C_0 ;
- O primeiro destes picos é um mínimo de impedância, este mínimo ocorre na frequência de ressonância série f_s (apenas o ramo que contém o R-L-C ressoa). Nesta frequência L e C entram em ressonância e anulam-se mutuamente, ficando o modelo reduzido ao condensador C_0 em paralelo com a resistência R (figura 2.7);
- Depois do pico a impedância torna-se indutiva até ao ponto de impedância máxima;

¹O efeito piroelétrico é a capacidade que certos materiais tem de criar um potencial eléctrico quando sujeitos a uma variação de temperatura

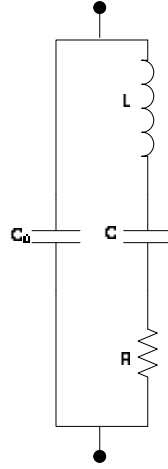


Figura 2.5: Modelo equivalente

- A partir do máximo de impedância (que corresponde à frequência fp) a impedância volta a ser igual à impedância de C_0 [9].

A equação seguinte corresponde à resposta da impedância equivalente do modelo do transdutor, em que s é a variável de Laplace.

$$Z_{eq} = \frac{LCs^2 + sRC + 1}{s(s^2CC_0L + sCC_0R + C_0 + C)} \quad (2.1)$$

Os parâmetros do modelo podem ser descobertos a partir das equações 2.2 e 2.3, se soubermos os pontos de ressonância[13], e o valor de C_0 .

$$fs = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.2)$$

$$fp = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\frac{CC_0}{C+C_0}}} \quad (2.3)$$

A figura 2.8 é uma imagem retirada do *datasheet* do transdutor 400ST120 da marca Prowave (link para o datasheet na referencia [4]). Neste gráfico pode-se visualizar que as suas curvas estão de acordo com a resposta descrita anteriormente.

2.3 Aplicações dos ultra-sons - Tempo de voo

Os ultra-sons podem ser usados com conta diferentes métodos (figura 2.9). Pode-se dizer que os principais objectivos destes métodos são os seguintes: [15]

- Localizar uma fonte;
- Receber mensagens de fontes distantes;
- Descobrir informação acerca do meio pelo qual as ondas se propagam.

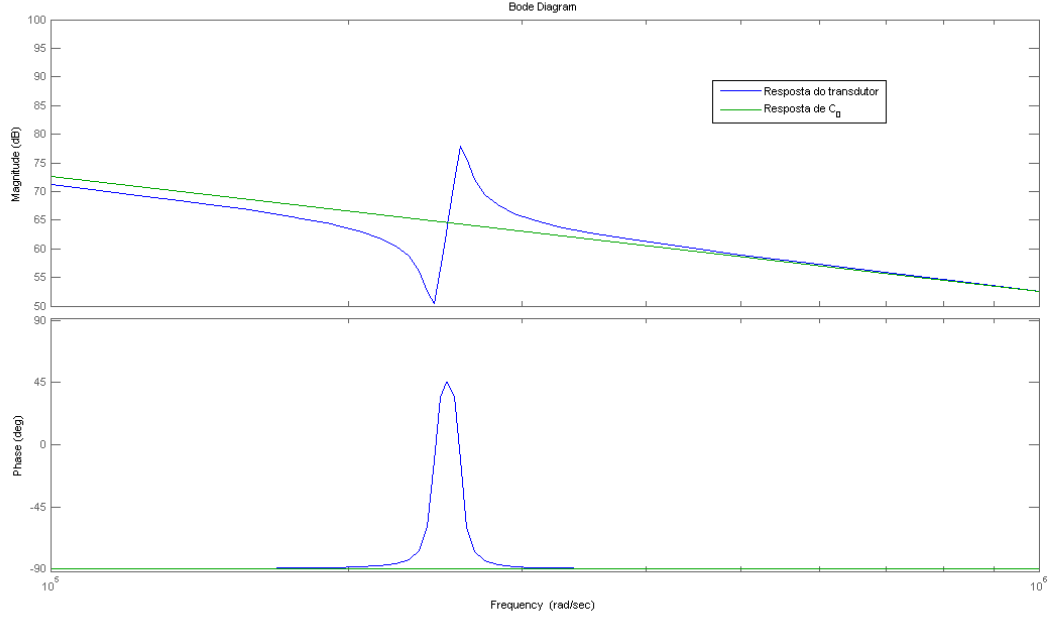


Figura 2.6: Resposta típica de um transdutor piezoelétrico, com os seguintes parâmetros, $C_0 = 2359pF$, $C = 0.312nF$, $L = 53.7mH$, e $R = 343\Omega$.

O método usado no âmbito desta tese de Mestrado é o chamado método de medição do tempo de voo. Como é mostrado na figura 2.9 este método consiste em enviar um sinal e esperar o eco reflectido, medindo o tempo de voo; duração do intervalo de tempo entre a emissão do sinal e a recepção do respectivo eco. Desta forma é possível não só detectar a presença de obstáculos, mas também saber a distância a que o mesmo se encontra.

Uma onda acústica viaja à velocidade do som que é igual a $c = 343m/s$ para uma temperatura de $20^\circ C$ e em ar seco[2]. Desta forma a distância entre a fonte e o objecto é dada pela equação 2.4, em que T_v é o tempo de voo total, ou seja, o tempo que a onda demora a chegar ao objecto mais o tempo que demora desde que é reflectida até que chega de volta à fonte.

$$d = \frac{T_v}{2} * c \quad (2.4)$$

A velocidade do som no ar não é constante, varia com a temperatura e a humidade do meio. Destes dois aspectos a menos importante é a humidade, que para $20^\circ C$ por exemplo apenas altera a velocidade do som em menos de 0.4% (para uma variação de 0% a 100% na humidade). A temperatura por sua vez modifica significativamente a velocidade do som[7].

A equação 2.5 apresenta a velocidade do som em função da temperatura v (em graus Celcius), e em que c_0 é a velocidade do som a $0^\circ C$ (referência [3]).

$$c_{ar}(v) = c_0 * \sqrt{1 + \frac{v}{273.15}} \quad (2.5)$$

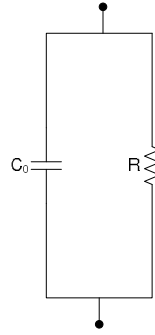


Figura 2.7: Modelo no ponto de ressonância série.

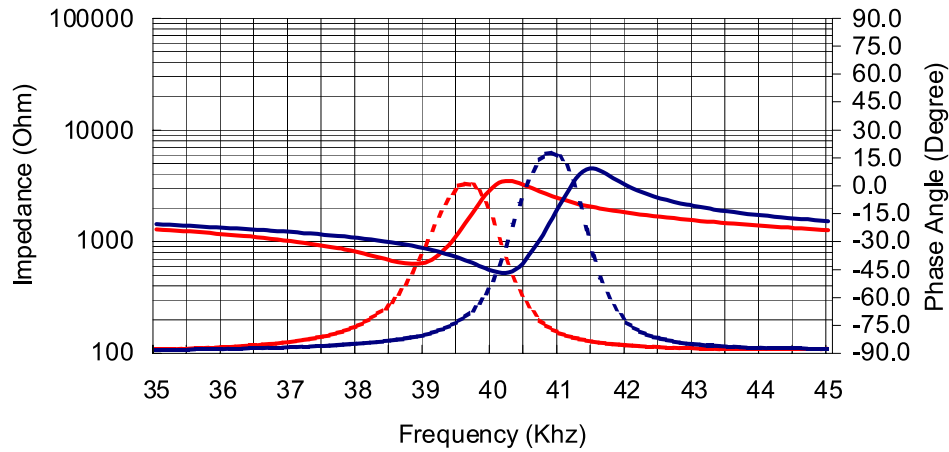


Figura 2.8: Resposta da impedância do transdutor 400ST120 da marca Prowave fornecido pelo fabricante - (As linhas contínuas correspondem ao módulo da impedância , as linhas a tracejado correspondem à fase. A cor vermelha é para o transmissor, e a cor azul para o receptor do mesmo modelo)[4].

2.4 Agregados de sensores no quotidiano

Os transdutores de ultra-sons têm sido usados em conjuntos (agregados) desde os anos 50. Foi durante a Segunda Guerra Mundial que a teoria e a tecnologia foi desenvolvida. Com estes agregados e com uma técnica de processamento de sinal chamada de *beamforming* é possível manipular o diagrama de radiação de forma a evidenciar certas direcções ou evitar outras. Ao conjunto do agregado mais o *beamforming* chama-se de *phased array*, e encontra-se hoje em dia bastante espalhada nos mais diversos campos de aplicação. Esta secção da dissertação pretende abordar simplificadaamente algumas das aplicações desta tecnologia no nosso quotidiano.

2.4.1 Na medicina

A primeira vez que os ultra-sons foram aplicados no corpo humano foi no final da década de 40 pelo Dr. George Ludwig[8]. A partir desse momento os ultra-sons desenvolveram-se rapidamente e hoje são usados numa multitude de áreas da medicina, tais como, cardiologia,

No.	Function Method	Performance Principle (S: transmitter, R: receiver)	Applications
1	Detection of Signal level of continuous wave		Counting instruments Access switches Parking meters
2	Measurement of pulse reflection time		Automatic doors Level gauges Automatic change-overs of traffic signals Back sonars of automobiles
3	Utilization of Doppler effect		Intruder alarm systems
4	Measurement of direct propagation time		Densitometers Flowmeters
5	Measurement of Karman vortex		Flowmeters

Figura 2.9: Exemplos de métodos usados com ultra-sons[14].

endocrinologia, obstetrícia, neurologia, entre outros.

As frequências usadas andam tipicamente na ordem dos 2Mhz aos 20Mhz e os métodos de visualização são normalmente divididos nas seguintes categorias:

- Modo A (amplitude) - O primeiro tipo de tecnologia a ser usado, onde o sinal é apresentado apenas em função da amplitude dos ecos recebidos.
- Modo B (*brightness*) - Aqui foi onde começaram a ser usados agregados de sensores, tipicamente dispostos numa formação linear, de forma a criar uma imagem a 2-D. Estes englobam a maior parte dos dispositivos de ecografia existentes nos hospitais.
- Modo M (*Motion*) - Este tipo é uma extensão do Modo B, onde são passadas várias imagens rápidas do Modo B de forma a simular movimento.

Actualmente a tecnologia de ponta utilizando ultra-sons na medicina é a ecografia 4-D, onde ao invés de ser usado um agregado linear de transdutores, é usado um agregado planar. A ecografia 4-D é semelhante a uma a 3-D mas permite também visualizar movimento. Esta tecnologia já se está a difundir no mercado. A figura 2.10 é um exemplo de uma ecografia 4-D a um feto.



Figura 2.10: Ultrasonografia a 4-D.

2.4.2 Nas telecomunicações

A técnica de *beamforming* e os agregados de antenas são usados amplamente nas telecomunicações. São a base das chamadas antenas inteligentes que são capazes de identificar a DOA (direcção de chegada) e fazer o *tracking* do alvo. Um dos sistemas mais conhecidos é o MIMO (*Multiple input multiple output*) onde são usados agregados tanto no emissor como no receptor[16]. Esta tecnologia é usada por exemplo na norma 802.11n, que é uma norma para transmissão de dados sem fios.

2.4.3 Na indústria

Na indústria os agregados são utilizados para procurar discontinuidades (fendas), problemas nas soldaduras e para inspeccionar a geometria de peças. As sondas usadas nestas actividades têm um funcionamento idêntico à ecografia médica e necessitam do uso de um gel acoplador. Este gel facilita a propagação das ondas sonoras através da fronteira. Estes sistemas pertencem ao grupo dos instrumentos de teste não destrutivos e têm a grande vantagem de poderem ser portáteis quando comparados com outros como os raios X e raios gama. A figura 2.11 mostra uma sonda de um radar usado para inspeccionar materiais.

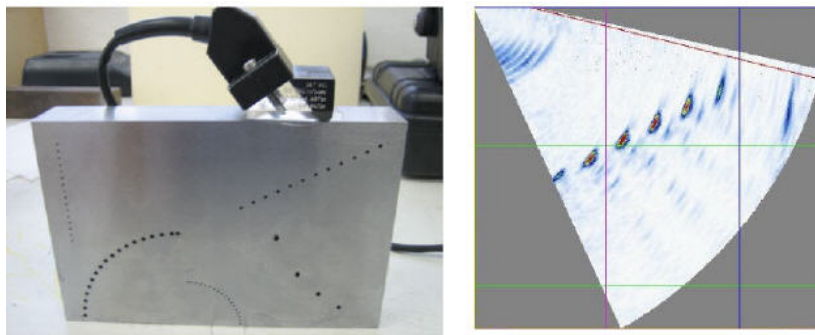


Figura 2.11: Sonda usada para testar defeitos.

Capítulo 3

Agregados de sensores

Um agregado de sensores é um grupo de sensores que são dispostos numa geometria específica de forma a melhorar o desempenho. As geometrias podem formar estruturas 1-D, 2-D ou até 3-D. Usando agregados consegue-se melhorar o diagrama de radiação para um nível de performance semelhante a um sensor de maiores dimensões. Neste trabalho serão focadas as configurações linear (1-D) e planar (2-D).

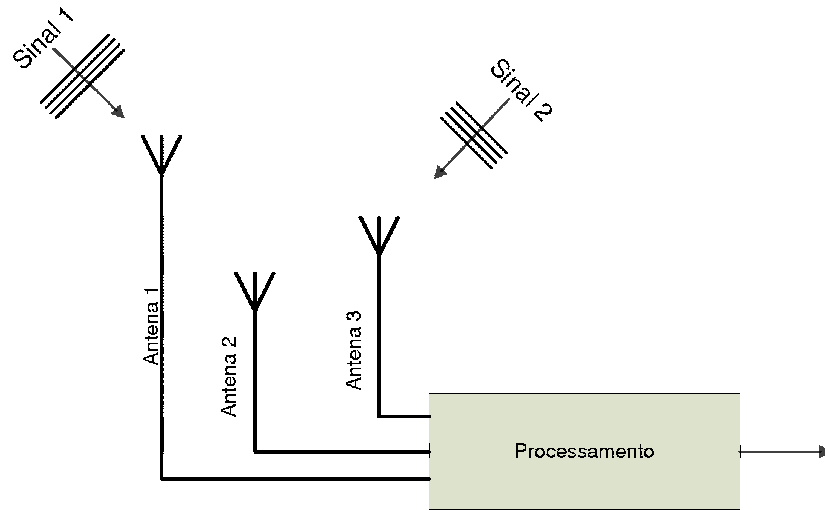


Figura 3.1: Configuração genérica de sensores/antenas.

Para além do aumento da performance em relação a um transdutor isolado, estes agregados tem outra grande vantagem. É possível criar, analogicamente ou digitalmente, atrasos diferentes nos diversos sensores de forma a manipular a direcção do diagrama de radiação (*beamforming*). Esta propriedade permite criar antenas inteligentes que dispensam o uso de servos para fazer um deslocamento angular. Os problemas mecânicos (a pequena velocidade de rotação) desaparecem. O processamento de sinal e a electrónica possibilitam a construção de antenas capazes de fazer um varrimento espacial muito mais rápido.

3.1 Agregado linear de sensores

Consideremos o caso em que temos um emissor S que envia uma onda que chega a um grupo de sensores piezoelétricos, onde essa que se considera como uma onda plana. Os sensores estão espaçados de d entre si e recebem a onda de um ângulo θ com a normal da linha que forma o agregado. Olhando para a figura 3.2 é simples de perceber que a onda chega a cada um dos sensores com um desfazamento. Recorrendo à trigonometria é fácil de chegar à conclusão que a distância entre cada frente de onda que chega aos sensores é de $d \times \sin(\theta)$.

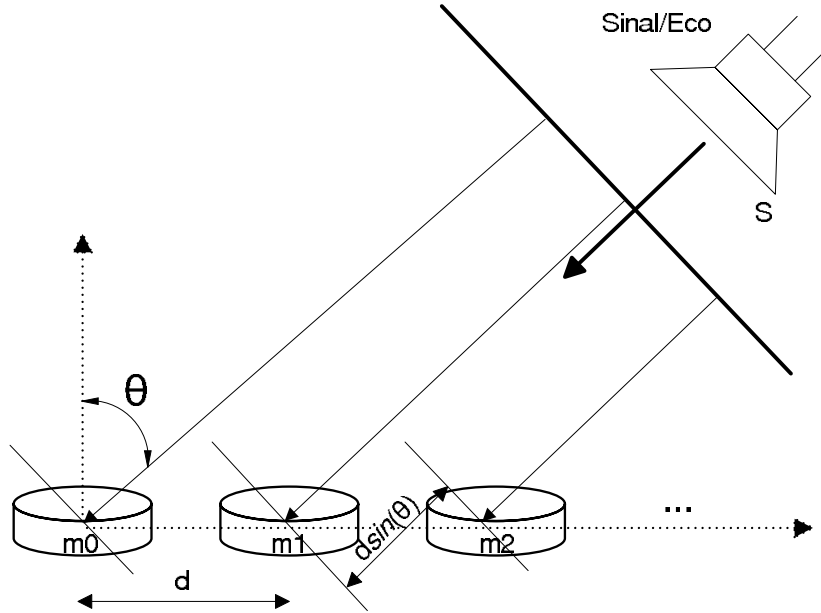


Figura 3.2: Agregado linear de sensores.

Assim podemos definir τ como o desfazamento temporal entre sensores consecutivos (equação 3.1), em que c é a velocidade do som nas condições do problema:

$$\tau = \frac{d}{c} \sin(\theta) \quad (3.1)$$

Considerando que o sinal que chega ao primeiro transdutor m_0 é $f_0(t) = f(t)$, temos que o sinal que chega ao transdutor com índice m é $f_m(t) = f(t - m\Delta t)$, em que Δt é o atraso temporal entre transdutores consecutivos (ou τ que foi descrito anteriormente na equação 3.1)

$$f_m(t) = f(t - m\tau) \quad (3.2)$$

A resposta conjunta do agregado, isto é, a soma de todos os sinais recebidos pelo agregado, é:

$$y(t) = \sum_{m=0}^{M-1} f_m(t) \quad (3.3)$$

$$y(t) = \sum_{m=0}^{M-1} f(t - m\tau) \quad (3.4)$$

Admitindo que a transformada de Fourier do sinal $f(t)$ é $F(f)$, então pela propriedade de translação da transformada de fourier¹, a transformada de $f(t - m\tau)$ é $F(f)e^{-j\omega m\tau}$.

Então a resposta no domínio da frequência[15] é dada por:

$$H(f, \tau) = \sum_{m=0}^{M-1} F(f) e^{-j\omega m\tau} \quad (3.5)$$

$$= \underbrace{[1, e^{-j\omega\tau}, e^{-j2\omega\tau}, \dots]}_{\text{Steering vector}} [F(f), F(f), F(f), \dots]^T \quad (3.6)$$

O diagrama de sensibilidade do agregado pode ser obtido a partir do *steering vector* com um factor de normalização $\frac{1}{M}$, equação 3.7, que pode ser simplificada para a equação 3.8² [12].

$$Y(\tau) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} e^{j\omega m\tau} \quad (3.7)$$

$$Y(\tau) = \frac{\sin(\frac{M}{2}\omega\tau)}{M \sin(\frac{\omega\tau}{2})} \times e^{j\frac{M-1}{2}\omega\tau} \quad (3.8)$$

A figura 3.3 mostra a resposta de um agregado linear uniforme, podemos observar que a resposta do agregado é periódica com período 2π . Esta apresenta máximos para $\omega\tau = n\pi$ com $n = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots$. Para $n = 0$ temos o lóbulo principal, e para $n \neq 0$ temos lóbulos secundários indesejados. Estes lóbulos provocam ambiguidades na detecção de obstáculos. Para evitar estes lóbulos que surgem do *aliasing* espacial, o sistema tem de obedecer à equação 3.9, onde o comprimento de onda $\lambda = \frac{c}{f}$ [5].

$$\left| \frac{d}{\lambda} \sin(\theta) \right| \leq \frac{1}{2} \quad (3.9)$$

Para o nosso sistema vamos restringir θ ao intervalo $\pm \frac{\pi}{2}$, podemos simplificar a expressão 3.9, obtendo a expressão 3.10.

$$d \leq \frac{\lambda}{2} \quad (3.10)$$

A figura 3.4 representa a resposta de um agregado linear de dimensão 1×8 com espaçamento uniforme de $9.9mm$, que é o espaçamento mínimo possível os transdutores usados. As

¹Propriedade de translação no tempo da transformada de fourier: Se $\Im\{f(t)\} = F(f)$, então $\Im\{f(t-x)\} = F(f)e^{-j\omega x}$

²Um somatório exponencial pode ser descrito na sua forma fechada:

$$\begin{aligned} \sum_{m=0}^{M-1} e^{jmx} &= \frac{1 - e^{jMx}}{1 - e^{jx}}, \text{somatório de uma série geométrica (referência [6])} \\ &= \frac{-e^{jM\frac{x}{2}}(e^{-jM\frac{x}{2}} - e^{jM\frac{x}{2}})}{-e^{j\frac{x}{2}}(e^{-j\frac{x}{2}} - e^{j\frac{x}{2}})} \\ &= \frac{\sin \frac{1}{2}Mx}{\sin \frac{1}{2}x} e^{jx\frac{M-1}{2}} \end{aligned}$$

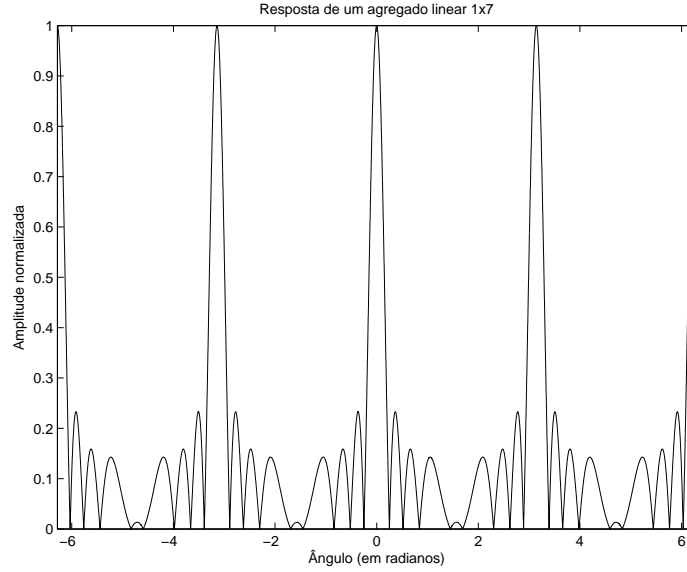


Figura 3.3: Resposta de um agregado linear uniforme com espaçamento igual a 4.95mm.

setas verticais flutuantes representam os sensores e a direcção para onde se encontram voltados. A seta vertical central representa a direcção do eixo Z e nasce do ponto $(x, y, z) = (0, 0, 0)$. A configuração não obedece à equação 3.10 e portanto surgem lóbulos secundários bastante significativos. Na figura 3.5 é representada a resposta nas mesmas condições mas desta vez com o espaçamento entre sensores d igual a meio comprimento de onda ($\frac{\lambda}{2}$).

3.2 Agregado planar de sensores

A condição expressa na equação 3.9 cria problemas no caso do sistema implementado durante este trabalho. Os transdutores usados têm 9.9mm (figura 3.6) de diâmetro e o comprimento de onda a 40Khz é $\lambda = \frac{c}{f} = \frac{343}{40000} = 8.575mm$. Como se pode ver no caso de um agregado linear o espaçamento entre transdutores iria ser maior que o comprimento de onda, pelo que, é necessário encontrar outra configuração de transdutores. Este problema foi tratado num trabalho anterior[11] onde a solução encontrada foi a configuração representada na figura 3.7.

O atraso entre sensores neste caso vai depender não só do ângulo θ , mas também do ângulo ϕ . O atraso, $\tau_m(\theta, \phi)$, para o agregado representado na figura 3.7 é o descrito na equação 3.11, onde dx_m é a distância segundo o eixo x do transdutor m à origem e dy_m é a distância segundo o eixo y do transdutor m à origem.

$$\tau_m(\theta, \phi) = \frac{dx_m \sin \theta \cos \phi + dy_m \sin \theta \sin \phi}{c} \quad (3.11)$$

O diagrama de sensibilidade do agregado é então semelhante ao obtido na equação 3.7 e

Diagrama de sensibilidade 3D para um array linear de 8 sensores ideais

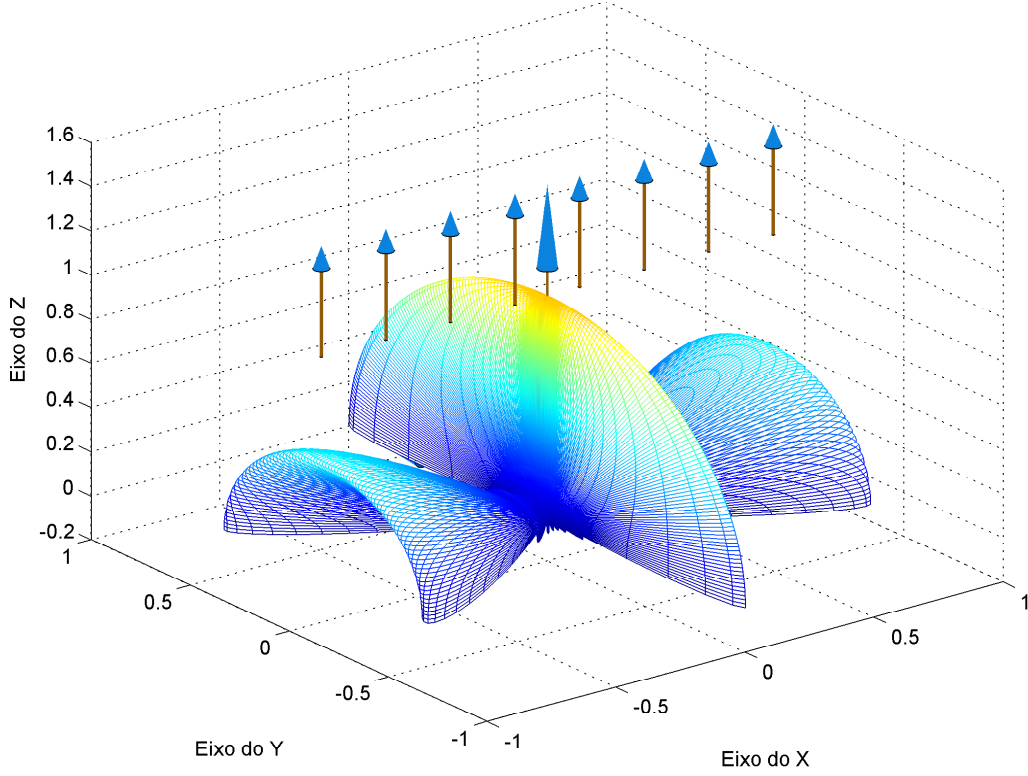


Figura 3.4: Agregado linear uniforme 1x8 de sensores ideais com espaçamento superior a $\frac{\lambda}{2}$.

está descrita na equação 3.12.

$$y(\tau) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} e^{j\omega\tau_m} \quad (3.12)$$

$$y(\theta, \phi) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \exp \left(j\omega \left(dx_m \sin \theta \cos \phi + dy_m \sin \theta \sin \phi \right) / c \right) \quad (3.13)$$

O diagrama de sensibilidade da configuração da figura 3.7 está na figura 3.8. Os sensores encontram-se nas posições $(x, y) = ((-14.85, 0.00), (-4.95, 0.00), (4.95, 0.00), (14.85, 0.00), (-9.90, 8.57), (0.00, 8.57), (9.90, 8.57))mm$. Como se vê pela figura a resposta apresenta um lóbulo principal para $\theta = 0$ e vários lóbulos secundários à volta. Esta disposição de sensores apresenta uma característica interessante, se fizermos a projecção das posições dos sensores no eixo XX verifica-se que a distância entre transdutores consecutivos é metade da do agregado linear, mas mais importante, verifica-se que a distância entre eles é quase meio comprimento de onda, condição necessária para evitar os lóbulos secundários. No plano $x0z$ o agregado pode ser considerado como uma aproximação de um agregado linear com distância entre sensores igual a metade da distância do agregado linear.

Diagrama de sensibilidade 3D para um array linear de 8 sensores ideais

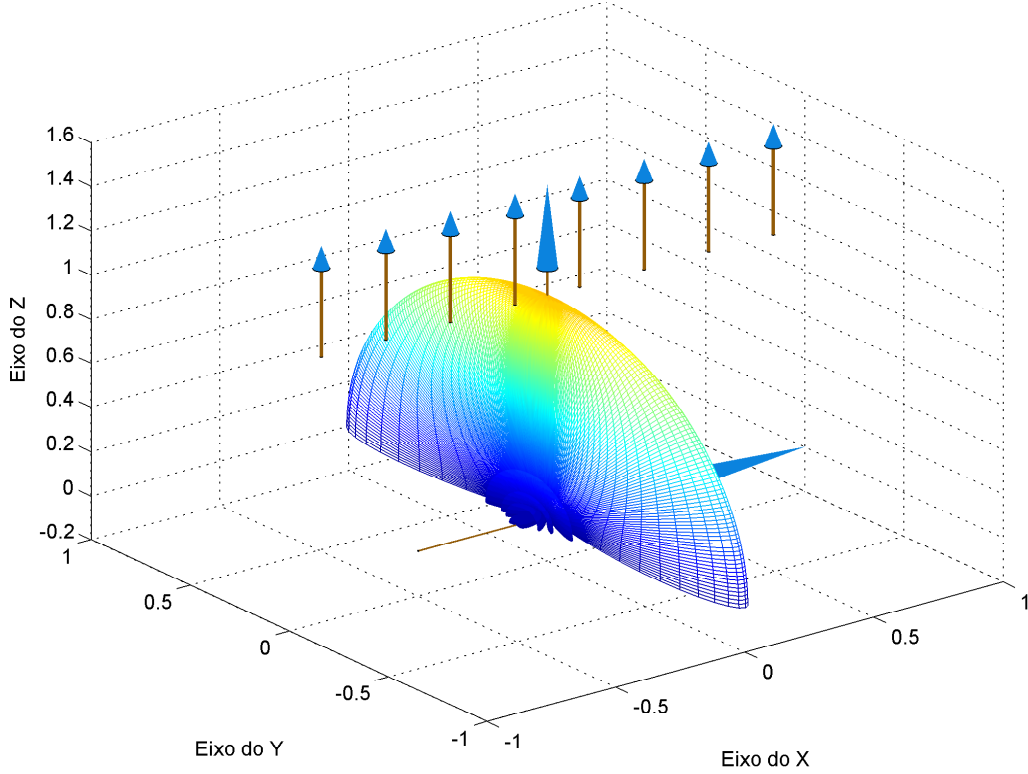


Figura 3.5: Agregado linear uniforme 1x8 de sensores ideais com espaçamento inferior a $\frac{\lambda}{2}$

3.3 Beamforming

Como se pôde ver nas secções anteriores deste documento, os agregados de sensores/antenas melhoram substancialmente o *beam* (diagrama de radiação), tornando o sistema muito mais direccional. Desta maneira pode-se fazer uma leitura dos obstáculos muito mais detalhada. Essa direccionalidade não serve de muito se não se conseguir apontar o agregado na direcção (ângulo) pretendido. A técnica de *beamforming* vem responder a essa questão. Usando atrasos nos diversos canais pode-se "apontar" o *beam* na direcção pretendida, como a figura 3.9 pretende representar. A figura representa um agregado de receptores, mas o *beamforming* também pode ser usado em emissores, ou nos dois em simultâneo.

A resposta natural de um agregado apresenta o lóbulo principal para $(\theta, \phi) = (0, 0)$. É possível alterar estes ângulos introduzindo atrasos na forma da equação 3.14, onde θ_0 e ϕ_0 são os valores dos ângulos para onde se pretende direccionar o lóbulo principal.

$$\beta_m(\theta_0, \phi_0) = \frac{dx_m \sin \theta_0 \cos \phi_0 + dy_m \sin \theta_0 \sin \phi_0}{c} \quad (3.14)$$

A resposta do agregado torna-se a soma dos sinais obtidos em cada canal desfasados de β_m . No domínio do tempo, se antes do *beamforming* o sensor com índice m recebia um sinal do tipo $f_m(t - \tau_m)$, em que τ é o atraso natural entre sensores consecutivos, agora com o



Figura 3.6: Transdutor MA40S4R da Murata.

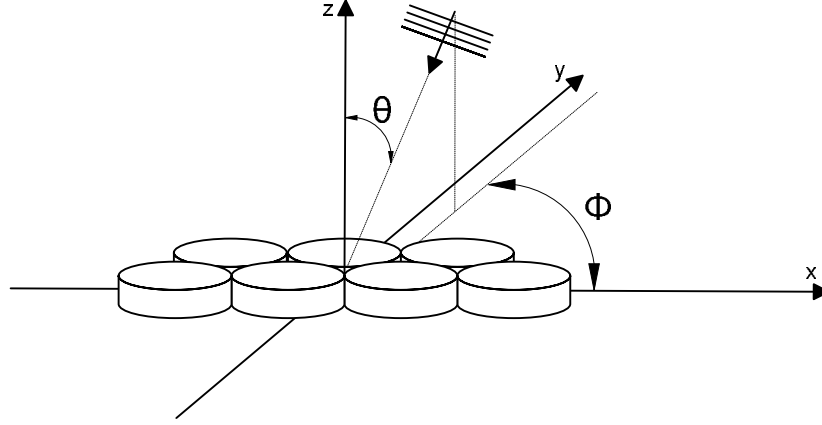


Figura 3.7: Agregado 4+3 com vista a 3 dimensões.

beamforming cada sensor receberá um sinal do tipo $f_m(t - \tau_m - \beta_m)$, em que β_m é o atraso imposto no sensor de índice m .

$$y_m(\theta, \phi, \theta_0, \phi_0) = e^{j\omega(\tau_m(\theta, \phi) - \beta_m(\theta_0, \phi_0))} \quad (3.15)$$

O somatório dos sinais recebidos é o seguinte (equação 3.16):

$$y(\theta, \phi, \theta_0, \phi_0) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} e^{j\omega(\tau_m(\theta, \phi) - \beta_m(\theta_0, \phi_0))} \quad (3.16)$$

3.4 Resposta para sensores não ideais

Até agora as respostas obtidas para os agregados com e sem *steering* considera que os sensores/antenas são isotrópicos. Estes sensores são ideais e não correspondem à realidade. A figura 3.11 mostra o diagrama de radiação do sensor fornecido pelo fabricante. Os sensores usados nesta dissertação são os MA40S4R da Murata [13].

O diagrama de radiação deste sensor tem o máximo para $\theta = 0^\circ$ e atenua à medida que o ângulo se abre. O *datasheet* refere que este sensor tem uma directividade típica de 80° (ou seja, tem uma abertura de 80° para uma atenuação de -6dB). Este diagrama de radiação diferente do ideal vai modificar fortemente a resposta do agregado que foi apresentada nas secções anteriores deste capítulo. As figuras 3.12 e 3.13 mostram a nova resposta do agregado quando modificado pela resposta não ideal dos sensores.

Os sensores considerados exibem um diagrama de radiação igual ao apresentado anteriormente (figura 3.11).

Diagrama de sensibilidade 3D para um array bidimensional de 4+3 sensores ideais

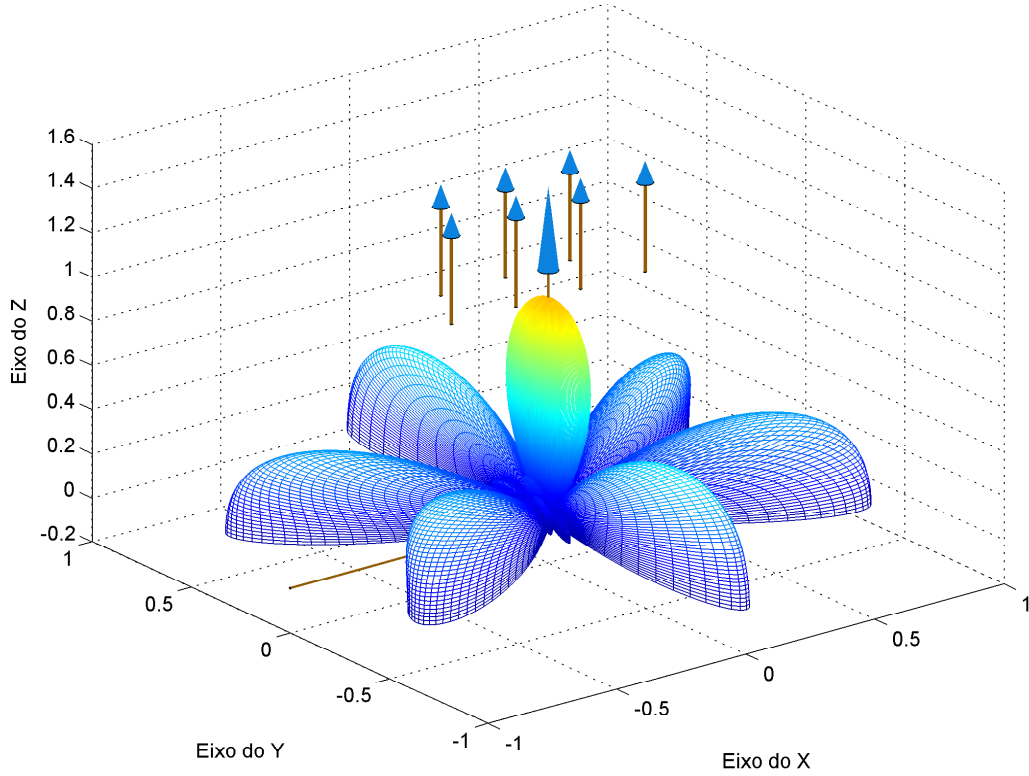


Figura 3.8: Agregado linear uniforme 4+3 de sensores ideais.

No caso do ângulo de *steering* ser $\theta = 0^\circ$ (figura 3.12), ou seja, não existe *beamforming* de facto, pode-se dizer que a resposta melhora em relação ao agregado com sensores ideais. A figura mostra que os lóbulos secundários que outrora eram bastante significativos foram fortemente atenuados, e deixaram de aparecer na figura.

Na figura 3.13, o comportamento do agregado com *steering* de $\theta = 20^\circ$ é muito semelhante ao anterior. Os lóbulos secundários foram bastante atenuados, mas desta vez como o lóbulo principal está desviado do eixo dos ZZ e portanto também é atenuado ligeiramente.

Pode-se concluir que para o agregado quando se considera sensores não ideais, para ângulos crescentes o lóbulo principal tem tendência a atenuar, por consequência do formato do diagrama de radiação do transdutor.

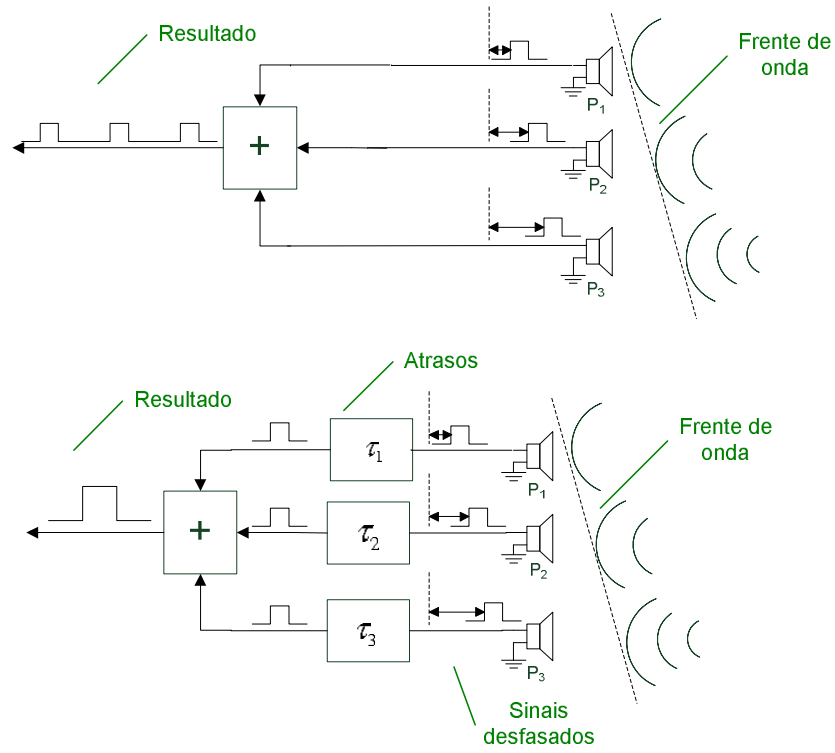


Figura 3.9: Ilustração da técnica de *beamforming*: Em cima os sinais são somados sem desfazamento, resultando num sinal com três pulsos. Em baixo os sinais sofrem atrasos relativos e quando são somados formam um único pulso de maior amplitude.

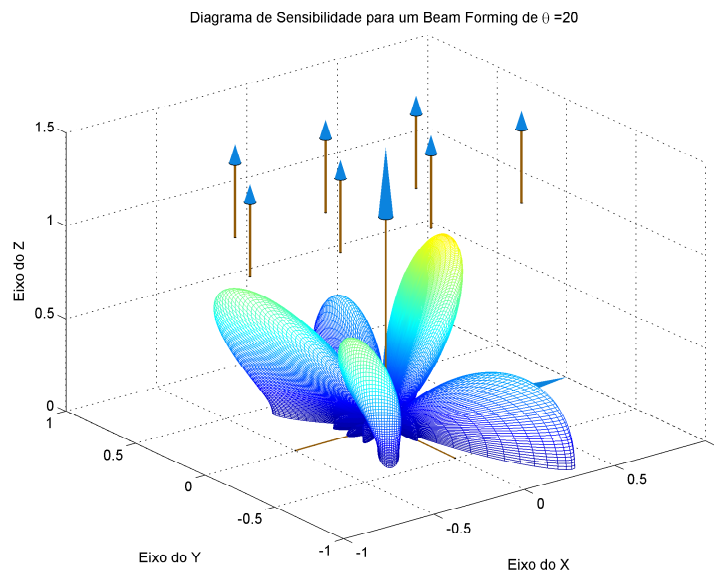


Figura 3.10: Resposta de uma configuração 4+3 para um *steering* de $\theta = 20^\circ$.

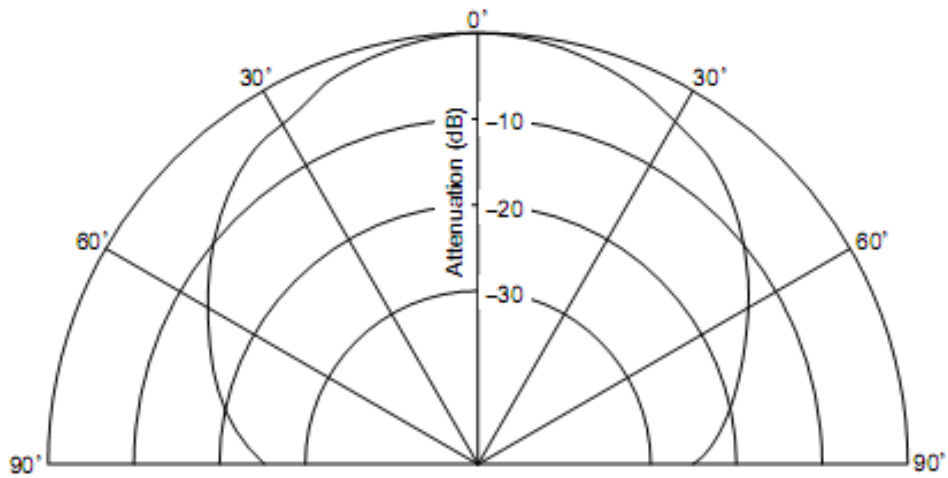


Figura 3.11: Diagrama de sensibilidade do sensor piezoelétrico MA40S4R.[13]

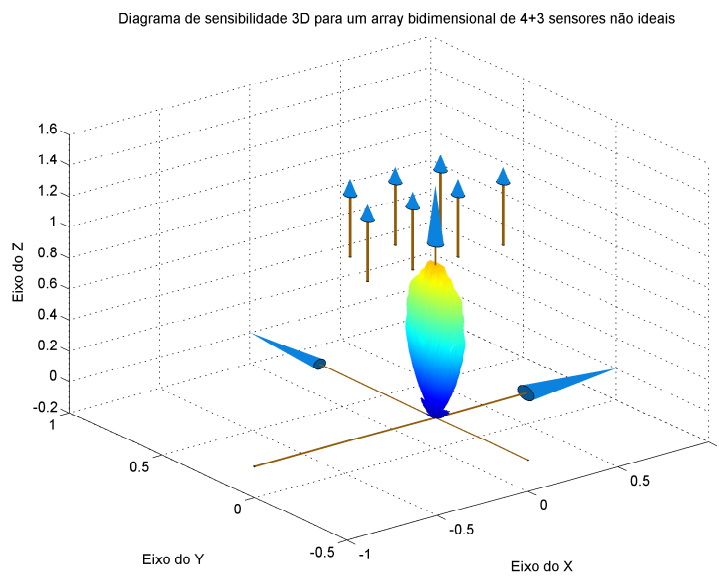


Figura 3.12: Diagrama de sensibilidade de um agregado 4+3 de sensores não ideais.

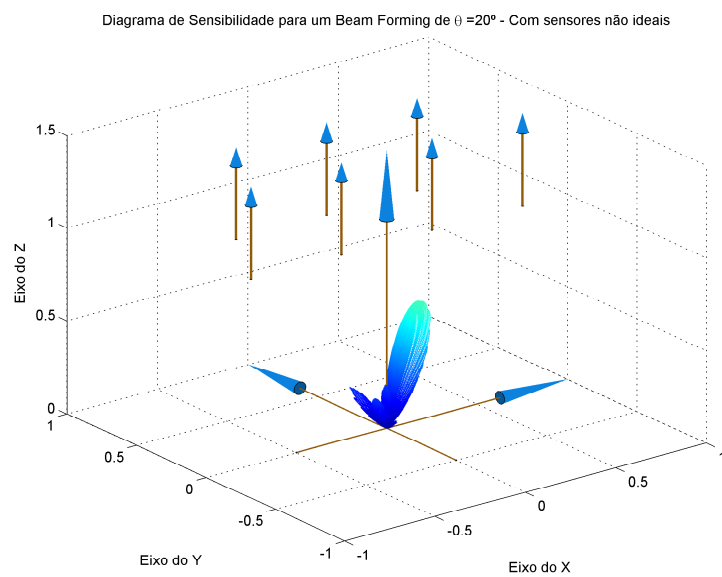


Figura 3.13: Diagrama de sensibilidade do agregado 4+3 de sensores não ideais com um *steering* de $\theta = 20^\circ$.

Capítulo 4

Sonar ultra sónico para bengala para cegos

Neste capítulo será apresentado e descrito o projecto do sistema implementado.

Na secção "Hardware implementado" são referidas as escolhas feitas e estudadas a esse nível. A secção foi dividida em subsecções, onde cada uma fala sobre um dos blocos do hardware e os componentes usados.

Na secção "Software implementado" é feita uma apresentação do software implementado, assim como são mostrados diagramas das rotinas. Aqui são definidas as especificações temporais do sistema.

4.1 Hardware implementado

O diagrama de blocos da figura 4.1 representa o sistema implementado do ponto de vista do hardware de forma simplificada:

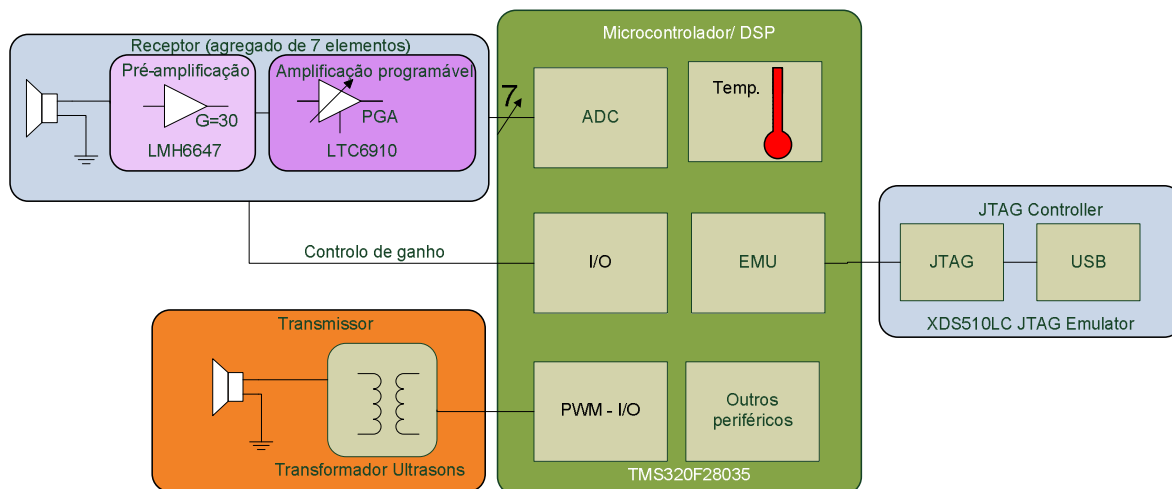


Figura 4.1: Diagrama de blocos do sistema implementado.

No diagrama podem-se distinguir quatro blocos principais.

O bloco central é o bloco do *DSP* (Digital signal processor). É neste bloco que acontece todo o processamento, controlo e comunicações do sistema. O *DSP* ataca o transmissor através de um circuito apropriado, recebe dados do bloco do agregado e processa os mesmos. Os dados são posteriormente encaminhados para o utilizador através do bloco JTAG (*Joint Test Action Group*). O DSP conta ainda com um sensor de temperatura interno.

Do lado do receptor existe uma agregado de sete elementos piezoeléctricos. Estes elementos são pré-amplificados por um amplificador operacional com ganho fixo. O sinal resultante é sujeito a um amplificador programável que por sua vez alimenta uma *ADC* (*analog to digital converter*) de 12 bits com 16 canais.

O bloco de transmissão tem a função de criar uma onda acústica com 40kHz. Onda essa que ao ecoar nos obstáculos é recebida pelo agregado.

As figuras 4.2 e 4.3 mostram a placa desenvolvida e que pode ser representada pelo diagrama de blocos da figura 4.1.

Para terminar temos o bloco com o nome JTAG. Esta norma permite efectuar o *debugging* do software de forma não intrusiva. O JTAG permite também a programação do *DSP*. Este bloco será externo à placa desenvolvida.

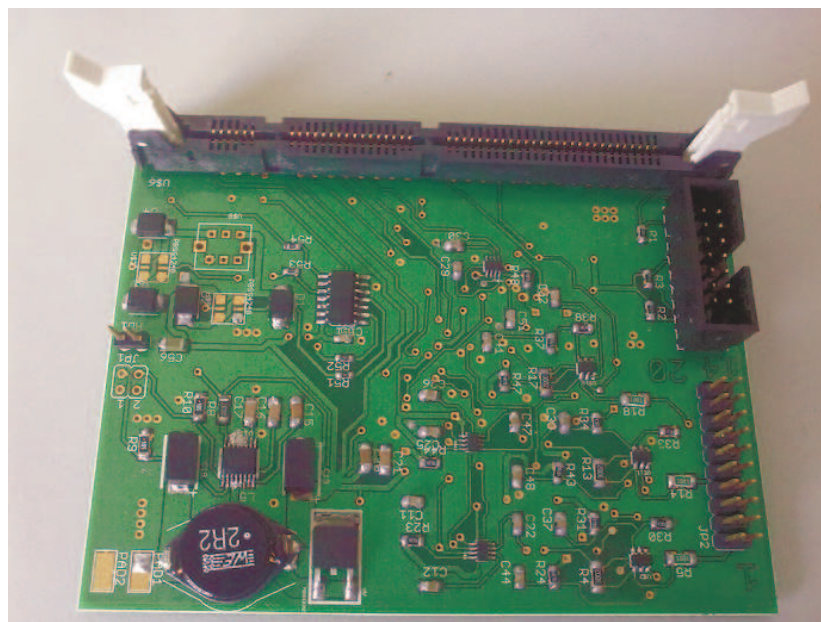


Figura 4.2: Imagem da placa desenvolvida (parte de cima).

4.1.1 O DSP

Este projecto segue na sequência de outros projectos realizados anteriormente e com êxito onde foram usados *DSP's* da *Texas Instruments* (TI). O kit *eZdsp* (com o *dsp* TMS320F2812) usado anteriormente é uma solução que ocupa bastante espaço e é já algo obsoleta. Partindo destas premissas decidiu-se escolher um *DSP* dos mais recentes da *Texas Instruments* com o objectivo de criar um sistema de raiz, de forma a ser o mais compacto possível, evitando assim os kits de desenvolvimento.

Com as famílias F281x /F280x e F282x a ficarem obsoletas a *Texas Instruments* criou

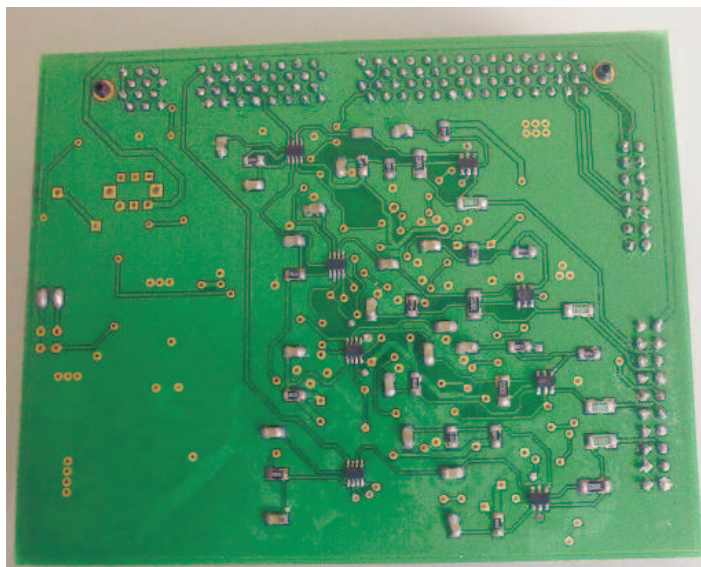


Figura 4.3: Imagem da placa desenvolvida (parte de baixo).

duas novas séries de micro controladores que se adequam às exigências actuais. Os microcontroladores *C2000* vêm integrados com uma panóplia de periféricos e com um CPU de alta performance.

A nova série *Piccolo* apesar de apresentar um desempenho mais baixo que a família anterior tem a vantagem de ser de baixo custo não só pelo seu preço em si mas pelo facto de apenas necessitar de uma fonte de alimentação. Estes microcontroladores vêm equipados sensivelmente com os mesmos periféricos que as famílias com maior desempenho. Portanto o *Piccolo* é indicado para aplicações de baixo custo e com uma exigência média de desempenho.

A par com a família *Piccolo* surge a família *Delfino* (ver figura 4.4). Estes microcontroladores de elevado desempenho oferecem uma grande quantidade de memória on-chip. Para quem não necessitar de utilizar memória do tipo flash pode recorrer à série *C2834x*. Esta série consegue atingir frequências de relógio de 300Mhz a um preço bastante razoável.

Resta dizer que a TI anuncia estas soluções como sendo *code-compatible* com as mais antigas. Existem ainda as mais variadas ferramentas de desenvolvimento tanto a nível de hardware como software.

Em anexo encontra-se uma tabela com uma comparação entre estas famílias de DSP (anexo A.1).

O DSP escolhido foi o tms320f28035 da família *Piccolo* e sob a forma do kit "*Piccolo*" *F28035 Experimenter's Kit* (figura 4.5). Este kit (figura 4.5) é composto por um módulo que contém o DSP e todos os circuitos de suporte necessários ao seu funcionamento numa pequena placa de circuito impresso que pode ser usada noutra placa através de um *socket* DIMM (*Dual Inline Memory Module*). Esta foi a solução adoptada visto que estes DSP ainda se encontram em fase de produção, e não se vendem nas lojas de electrónica sem ser neste formato.

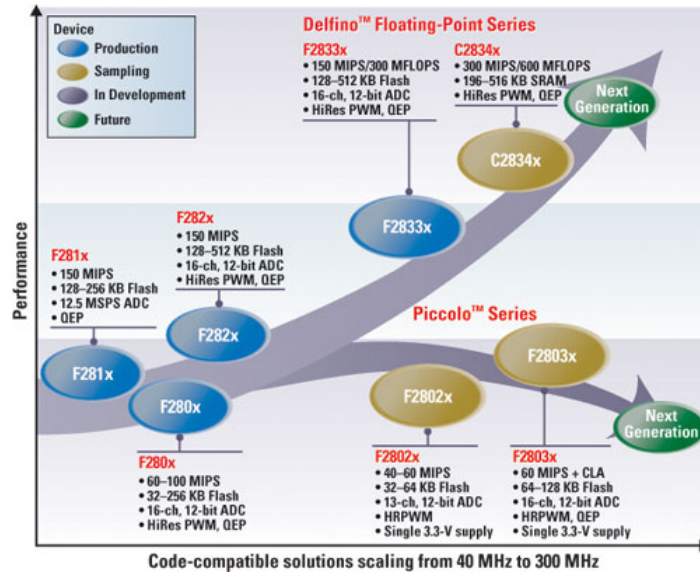


Figura 4.4: Microcontroladores da Texas Instruments da família C2000.

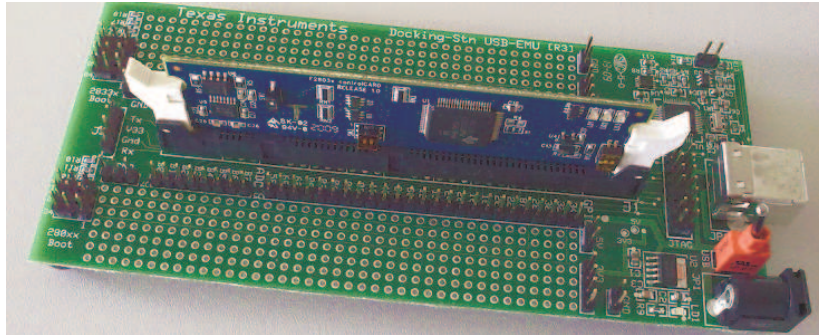


Figura 4.5: Imagem do kit *Piccolo F28035 Experimenter's Kit*.

4.1.2 Sensor de temperatura

O DSP tms320f28035 tem um sensor de temperatura integrado. O sensor partilha, e pode ser amostrado no canal A5 da ADC. Qualquer circuito externo não afecta o sensor de temperatura, já que este é multiplexado.

A temperatura pode ser calculada recorrendo à equação 4.1, onde o parâmetro *Sensor* é amostrado pela ADC, e os parâmetros *Offset* e *Slope* são calibrados de fabrica e estão guardados em memória.

$$Temperature = (Sensor - Offset) * Slope \quad (4.1)$$

Esta solução provou não ser viável, já que a potência dissipada pelo DSP pode chegar perto dos 500mW, o que provoca uma subida significativa da temperatura da junção do semiconductor. Essa subida de temperatura é reflectida no sensor de temperatura. Portanto o que se pretendia era a medida da temperatura ambiente e não da temperatura interna do DSP. Por exemplo, num teste simples feito ao sensor de temperatura, o sensor deu uma

temperatura de $42^{\circ}C$ quando a temperatura ambiente não era mais que $21^{\circ}C$.

4.1.3 Receptores e amplificação

O bloco de recepção é composto por 7 transdutores e os seus respectivos amplificadores.

Os transdutores usados são os MA40S4R da Murata. São transdutores de baixo custo que funcionam a uma frequência nominal de 40Khz. Na figura 3.6 pode-se ver uma imagem do aspecto dos transdutores e na figura 3.11 o seu diagrama de sensibilidade.

O sinal recebido é pré amplificado por um amplificador operacional (LMH6647) com ganho igual a 30 v/v. Posteriormente o sinal passa por um amplificador programável (LTC6910) com ganho variável entre 1 e 100 v/v. As alimentações dos amplificadores operacionais são desacopladas e filtradas passivamente. (Para mais informações ver [10].)

4.1.4 O circuito de ataque ao transdutor

Tradicionalmente o ataque aos transdutores piezoelétricos é feito por uma onda quadrada com frequência igual à frequência de trabalho dos transdutores. No projecto do ano anterior o ataque foi feito por meio de uma *DAC* (Digital to Analog Converter) seguido de um amplificador operacional alimentado por um conversor DC-DC. Este circuito de ataque ao emissor é um dos pontos que foi mais trabalhado neste trabalho, sendo que a principal motivação é evitar usar DAC e outra alimentação que não a alimentação do microcontrolador (3.3v).

Para melhorar a eficiência do circuito de ataque foram consideradas as seguintes possibilidades de melhoria:

1. Utilizar uma bobina para criar um pico de tensão repetitivo à frequência de trabalho (*flyback* indutivo);
2. Partindo do princípio que os transdutores piezoelétricos são fundamentalmente capacitivos, utilizar uma bobina em paralelo para criar um efeito cálcusnte;
3. Usar um transformador com relação de transformação maior que 1, para elevar a amplitude do sinal. O transformador é atacado por uma ponte H.

Com as melhorias propostas pretende-se atingir os seguintes objectivos:

- Obter uma boa eficiência energética;
- Não ser necessário a utilização de fontes de alimentação adicionais;
- Obter um circuito simples, barato e com poucos componentes.

4.1.5 Flyback indutivo (Proposta 1)

O *flyback* é o efeito que as bobinas provocam quando a tensão de alimentação decresce rapidamente ou desaparece. Numa bobina quando a corrente decresce, a tensão aos seus terminais cresce proporcionalmente de acordo com a equação 4.2.

$$v(t) = L \frac{di(t)}{dt} \quad (4.2)$$

O circuito proposto foi o da figura 4.6. O seu funcionamento é simples, quando o transístor está a conduzir, a bobina armazena energia sob a forma magnética, ou seja, a tensão aos seus terminais é constante e por isso a corrente cresce linearmente. Quando o transístor corta, a bobina tem tendência a manter a corrente e portanto inverte a tensão de forma a tentar manter a corrente.

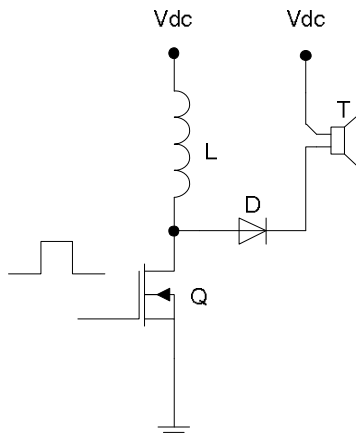


Figura 4.6: Esquema eléctrico do circuito de ataque do transmissor utilizando *flyback* indutivo.

4.1.6 Bobina em paralelo (Proposta 2)

A figura 4.7 representa o modelo de um transdutor de ultra-sons com uma bobina em paralelo. Um transdutor de ultra-sons tem uma resposta que se assemelha a um condensador. O objectivo da bobina em paralelo seria criar um efeito cálculosnte entre o "condensador" e a bobina. Desta forma o circuito ficaria idealmente, a oscilar e a energia pedida à fonte seria nula. Existe contudo no modelo do transdutor uma resistência que não permite uma oscilação "ad eternum", mas espera-se que exista uma diminuição significativa da corrente pedida à fonte.

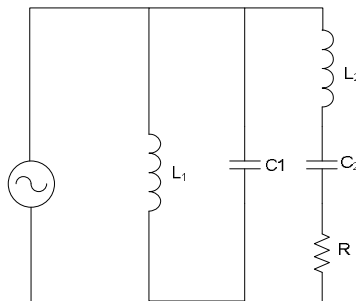


Figura 4.7: Esquema eléctrico do circuito de ataque do transmissor usando bobina em paralelo.

4.1.7 Ponte H (Proposta 3)

O circuito apresentado em seguida é chamado de ponte H devido ao formato em H que os transístores fazem. Outro nome pelo qual é conhecido é de ponte completa (*full bridge*) e a

sua utilização mais habitual é no controlo de motores DC com escovas. O seu funcionamento é relativamente simples de se perceber (figura 4.8). Quando em A se encontra o nível lógico '1', em B encontra-se o nível lógico '0'. Nesta situação os transístores Q2 e Q3 conduzem em saturação e os transístores Q1 e Q4 encontram-se cortados, e a corrente flui no sentido de $Q_2 - L_1 - Q_3$ (seta vermelha). Na situação oposta em que A tem nível lógico '0' e B tem nível lógico '1' a corrente flui no sentido $Q_1 - L_1 - Q_4$ (seta azul), sendo que L_1 é o primário do transformador. Desta forma é possível controlar a direcção de rotação de motores DC e até travar. Também é simples controlar a velocidade com a simples alteração do *duty cycle* do sinal aplicado na base dos transístores (modelação de largura de impulsos).

Cada transístor tem um inversor na base que funciona como buffer de forma a não sobrecarregar o circuito a montante (o micro controlador). O inversor intermédio (entre A e B) facilita a criação de um sinal bipolar. O uso de tantos inversores não penaliza nem em espaço nem em custo da placa de circuito impresso já que estes aparecem normalmente com 6 ou 8 unidades no mesmo encapsulamento.

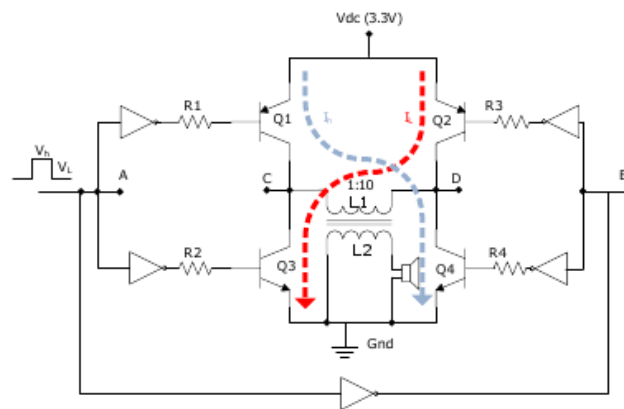


Figura 4.8: Esquema eléctrico do circuito de ataque do transmissor usando uma ponte H.

O circuito foi propositadamente desenvolvido para ser simples, utilizar poucos componentes e ocupar pouco espaço em placa de circuito impresso, isto tudo sem prejudicar o funcionamento do emissor.

4.2 Software implementado

O software foi implementado com recurso ao *Code Composer Studio* da *Texas Instruments*, sendo que a linguagem de programação usada foi a linguagem "C". Este meio de desenvolvimento permite a produção e *debugging* de software em *DSP's* da marca. É possível entre outras coisas inserir *breakpoints*, observar o valor das variáveis e criar gráficos.

A figura 4.9 apresenta a função principal do software implementado (função *main*). Podem-se distinguir 4 blocos principais: a inicialização do sistema e dos periféricos, a criação da tabela de vectores das rotinas de atendimento às interrupções, a configuração dos periféricos usados e o ciclo principal do programa.

No primeiro bloco ocorre a configuração do micro controlador, onde a origem do relógio do *CPU* é escolhida (osciladores internos ou cristal externo), a PLL (*phase locked loop*) é

configurada de modo a gerar a frequência de trabalho do CPU e a ADC é calibrada de acordo com os parâmetros que se encontram na parte da memória reservada.

De seguida os registos de controlo do PIE (*peripheral interrupt expansion*) são colocados nos seus valores predefinidos, a tabela dos vectores das rotinas de atendimento à interrupção é criada e as interrupções usadas no programa são associadas à mesma.

O terceiro bloco corresponde à configuração dos periféricos a usar. Primeiro os pinos ligados aos amplificadores operacionais são configurados como saídas digitais. A ADC (*analog to digital converter*) é ligada a uma interrupção, o que significa que cada vez que um valor for convertido é assinalada uma interrupção. Todos os canais da ADC usados são ligados ao mesmo registo SOC (*start of conversion*) que por sua vez responde ao disparo (*trigger*) do contador de PWM (*Pulse-width modulation*). O contador PWM é configurado para criar um disparo na ADC a uma frequência de 160KHz .

Para terminar, o último bloco é um ciclo infinito, onde o processador se encontra quando não está a atender uma interrupção.

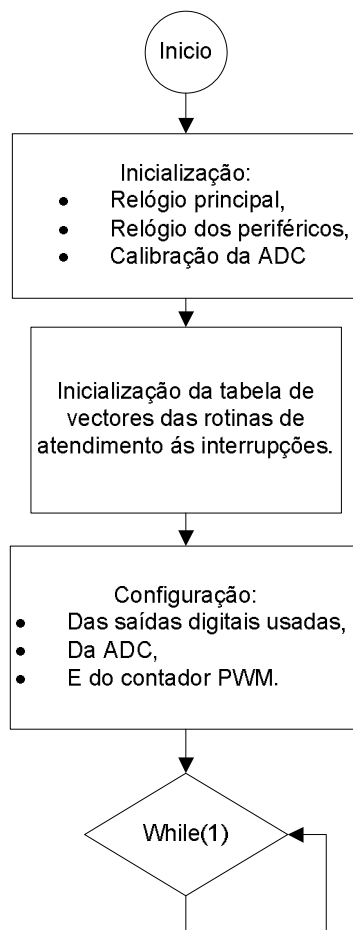


Figura 4.9: Diagrama da função principal (*main*) do software a correr no *DSP*.

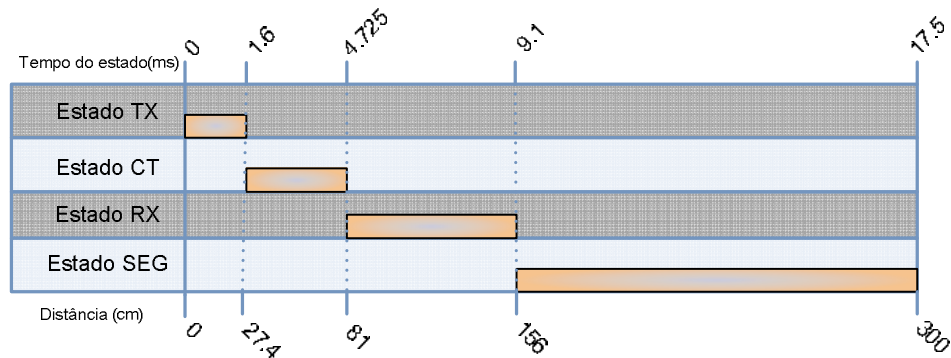


Figura 4.10: Diagrama temporal do sistema de aquisição de amostras - a escala superior corresponde ao tempo durante cada estado se encontra, e a escala inferior, corresponde à distância correspondente em termos de capacidade de detecção de obstáculos.

4.2.1 Fluxo temporal do software

Na figura 4.10 encontra-se um diagrama temporal dos estados do sistema. A cada $6.25\mu s$ é gerada uma interrupção e o comportamento do sistema varia com o estado em que se encontra. Existem 4 estados possíveis:

- Estado de transmissão (estado *TX*) - Ocorre durante $1.6ms$, onde é transmitida uma onda quadrada com frequência $40Khz$. Durante este tempo são transmitidos 64 ciclos. Esta onda ataca a ponte H descrita anteriormente.
- O estado *crosstalk* (estado *CT*) serve para evitar o acoplamento directo (*crosstalk*) entre o transmissor e o agregado de receptores. Neste estado não são recolhidas amostras e demora $3.125ms$.
- No estado de recepção (estado *RX*) os sinais provenientes dos receptores são amostrados durante $4.375ms$ ou seja $75cm$. As amostras são guardadas em memória onde podem ser extraídas e processadas por outros programas, por exemplo em *MATLAB*.
- O estado final é um estado de espera (estado *SEG*) tem a função de evitar que ecos a uma distância superior à distância de recepção (estado *RX*) sejam detectados num próximo ciclo de recolha de amostras.

O diagrama de fluxo da figura 4.11 apresenta em mais detalhe a rotina de interrupção.

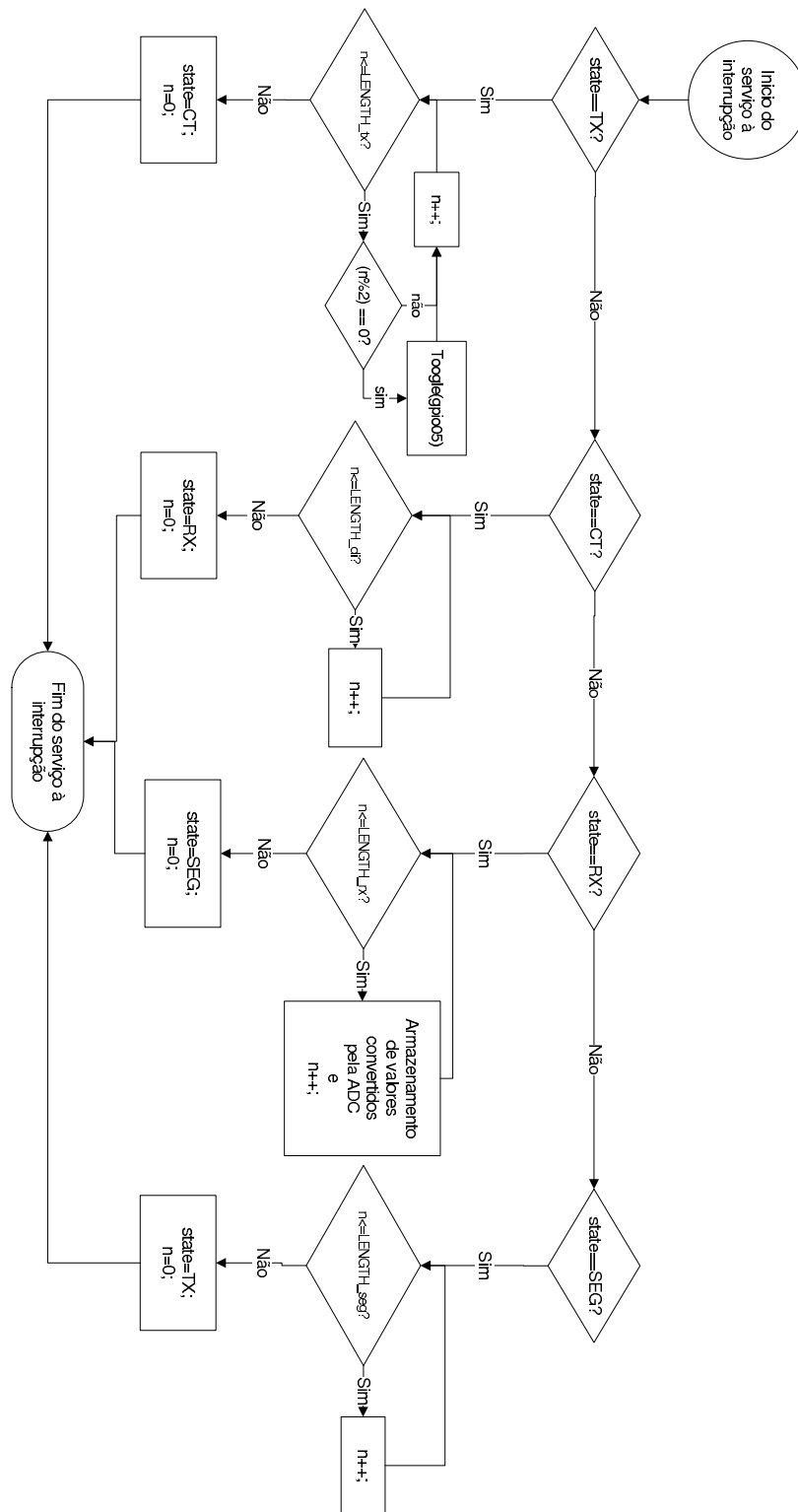


Figura 4.11: Diagrama de fluxo da interrupção - (a função Toogle() muda o estado do pino digital 05, do estado '1' passa a '0', e vice-versa).

Capítulo 5

Testes e resultados

Neste capítulo encontram-se os resultados obtidos no decorrer do trabalho efectuado.

Na secção "Modelação do transdutor piezoeléctrico Murata MA40S4S" fala-se do método usado para descobrir os parâmetros do modelo do transdutor já referido, e dos resultados obtidos do uso desse modelo.

Na secção "Resultados obtidos do circuito de ataque do emissor" são analisados e simulados os circuitos descritos no capítulo 4.1 (*Flyback indutivo, bobina em paralelo e ponte H*). Depois é feita uma comparação entre os mesmos.

Na secção "Testes ao software desenvolvido" são apresentados os testes efectuados ao software assim como os resultados obtidos nos mesmos.

5.1 Modelação do transdutor piezoeléctrico Murata MA40S4S

Esta secção apresenta os resultados obtidos na modelação do transdutor piezoeléctrico Murata MA40S4S. Para obter estes resultados foi pensada uma experiência que possibilita a obtenção dos parâmetros típicos do modelo, descritos na secção 2.2.

Para a medição dos parâmetros de forma simples e sem ser preciso usar aparelhos bastante dispendiosos (i.e. analisador de impedâncias) pode-se recorrer às propriedades que o circuito apresenta e que foram explicadas na secção 2.2. Essas propriedades são de forma simplificada as seguintes:

1. Para frequências superiores à frequência de ressonância a resposta é dada apenas pelo condensador C_0 e conforme ilustrado pelo gráfico 2.6;
2. A impedância na frequência de ressonância série é pequena e igual a uma resistência R em paralelo com um condensador C_0 [9]. Neste ponto contudo a impedância de C_0 é muito pequena quando comparada com a resistência R , tanto que, existem referências que afirmam que a impedância é puramente resistiva [13];
3. Os restantes parâmetros podem ser estimados medindo as frequências de ressonância série e paralela e utilizando as equações (2.2) e (2.3).

5.1.1 Medição de C_0

Partindo das propriedades anteriores foi elaborado o circuito de teste da fig. 5.1, o circuito pode ser simplificado para o da figura 5.2 quando se trabalha com uma frequência superior à

frequência de ressonância paralela.

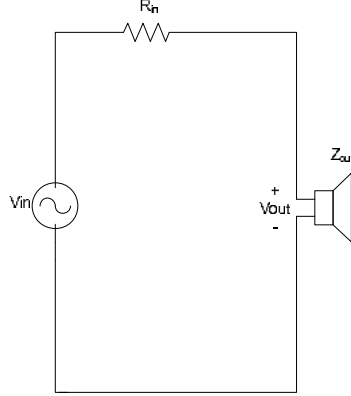


Figura 5.1: Circuito geral utilizado para calcular os parâmetros do transdutor.

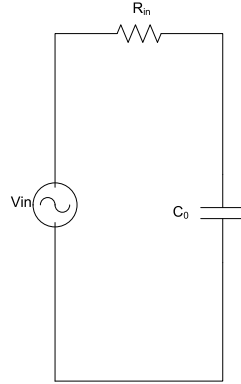


Figura 5.2: Circuito simplificado utilizado para teste para frequências superiores à frequência de ressonância paralela (fp).

A resistência escolhida para R_{in} foi calculada com base no valor nominal esperado (obtido a partir do datasheet do fabricante 2550pF). Desta maneira é possível encontrar uma resistência que por um lado não provoca uma queda de tensão exageradamente grande e por outro não cause uma queda de tensão tão pequena que não seja possível ser medida com algum rigor e exactidão.

O condensador C_0 pode ser calculado através da equação 5.2, em que os parâmetros estão explicitados na figura 5.1. Os parâmetros V_{in} , V_{out} e Z_{out} são valores complexos, ou seja, ao medir V_{out} e V_{in} para além de se medir a amplitude, também se mediu o desfaseamento entre eles.

$$V_{out} = \frac{Z_{out}}{Z_{out} + R_{in}} V_{in} \Leftrightarrow \quad (5.1)$$

$$\Leftrightarrow Z_{out} = R_{in} \frac{V_{out}}{V_{in} - V_{out}} \quad (5.2)$$

5.1.2 Medição de R

O circuito usado para estimar o valor de R foi o mesmo do ponto anterior (fig 5.1) mas neste caso foi procurada a frequência de ressonância, ou seja o ponto na frequência onde ocorre um mínimo de tensão aos terminais do transdutor (o que corresponde a um máximo de corrente).

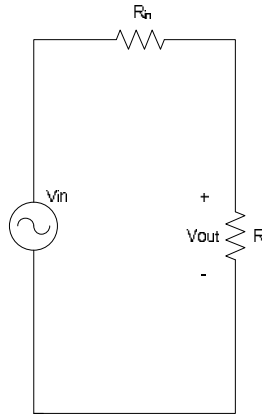


Figura 5.3: Circuito utilizado para estimar R simplificado

O calculo é semelhante ao da equação 5.2 feito recorrendo à equação (5.3), onde os parâmetros estão explicitados na figura 5.3.

$$R = R_{in} \frac{V_{out}}{V_{in} - V_{out}} \quad (5.3)$$

Outro aspecto a ter em conta é a influência da resistência R_{in} na frequência de ressonância do circuito. Esse assunto foi tratado, e os resultados estão apresentados na tabela 5.1.

Alguns valores não são apresentados na tabela 5.1 (i.e. f_s e f_p para a resistência de $68k\Omega$) porque de alguma forma não foi possível medir. Para a resistência de $68k\Omega$ a queda de tensão era demasiado grande para poder ser visualizada no osciloscópio. Para as resistências mais pequenas a queda de tensão era demasiado pequena para poder ser medida com rigor.

As conclusões que se podem tirar depois destas medidas são que a resistência R_{in} não influencia significativamente as frequências de ressonância do transdutor piezoeléctrico. A diferença entre as medidas é tão pequena que está dentro do erro de medida, isto é, como temos de descobrir os pontos de tensão mínimo e máximo aos terminais do transdutor, uma pequena variação no sinal observado pode corresponder a uma variação de mais de 100Hz na fonte de sinal.

5.1.3 Medição dos restantes parâmetros (L e C)

Os parâmetros L e C podem ser calculados descobrindo a frequência a que ocorre o ponto de tensão mínima aos terminais do transdutor (frequência de ressonância serie - f_s). A uma frequência ligeiramente superior pode-se encontrar o máximo de tensão aos terminais do transdutor (frequência de ressonância paralelo - f_p , também chamado muitas vezes na literatura de frequência de anti-ressonância - f_a). Nestes dois pontos a impedância é real e entre as duas frequências de ressonância a impedância torna-se indutiva (a corrente está atrasada 90° em relação à tensão aos seus terminais).

Resistência nominal (Ω)	Resistência medida (Ω)	fs (kHz)	fp (kHz)
10	11.2	—	—
47	47.5	38.42	—
100	98.4	38.36	—
220	219	38.56	—
470	466	38.64	41.71
1k	1k	38.66	42.2
2k2	2.18k	38.76	42.25
4k7	4.68k	38.81	41.84
10k	10l	38.86	41.7
22k	21.8k	38.8	41.6
27k	27.9k	38.85	41.60
39k	38.8k	38.74	41.61
68k	68.3k	—	—
<i>Media $\pm \sigma$</i>		38.6782 ± 0.1700	41.8622 ± 0.2885

Tabela 5.1: Efeito da resistência R_{in} nas frequências de ressonância do transdutor Murata MA40S4S.

5.1.4 Resultados obtidos do modelo

Os resultados obtidos segundo o método descrito anteriormente, com uma montagem igual à da figura 5.1, estão representados na tabela 5.2. A resistência usada para R_{in} foi de $1k\Omega$, já que segundo a análise feita na sub-seção 5.1.2 não afecta significativamente as medições.

Tal como foi descrito na sub-seção 5.1.1 e na secção 2.2, a frequência mais favorável para efectuar a estimativa do condensador C_0 será uma frequência bastante superior à frequência de ressonância paralelo (na tabela em 42.3kHz, ponto máximo de tensão ao terminal do transdutor). Por esta razão na última linha da tabela aparece a frequência de 80kHz isolada. O condensador C_0 foi estimado conforme o explicado no capítulo 5.1.1, onde se obteve o valor de $2299nF$.

A resistência foi calculada á frequência de ressonância série, que corresponde na tabela à frequência 38.73kHz (desfazamento igual a 0). A resistência estimada foi de 356Ω .

Os restantes parâmetros (bobina L e condensador C) podem ser estimados através das equações apresentadas no capítulo 2.2, e que são apresentadas aqui novamente, em que fs é a frequência de ressonância série ($38.73kHz$), e fp é a frequência de ressonância paralelo ($42.3kHz$):

$$fs = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (5.4)$$

$$fp = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\frac{CC_0}{C+C_0}}} \quad (5.5)$$

Os resultados obtidos para os parâmetros L e C , foram respectivamente $3.81mH$ e $443nF$. O *datasheet* do fabricante (referência [13]) apenas refere o parâmetro C_0 como sendo $2550pF$. Comparando com os resultados obtidos podemos ver que são parecidos (com um erro relativo

Frequência (kHz)	V_{out} (V)	V_{in} (V)	Desfasamento (μs)
35	4.32	6.04	-3.22
36	4	6.04	-3.36
37	3.34	6.04	-3.76
38	2.2	6.04	-3.48
38.73	1.59	6.04	0
39	1.91	6.04	1.32
40	4.08	6.04	1.08
41	5.14	6.04	0
42	5.48	6.04	-0.67
42.3	5.5	6.04	-0.62
43	5.46	6.04	-1.36
44	5.4	6.04	-1.7
45	5.36	6.04	-1.42
80	4.08	6.04	-1.77

Tabela 5.2: Resultados obtidos da medição segundo o método descrito anteriormente.

percentual de 9.8%). A figura 5.4 mostra a impedância do transdutor a partir do modelo, e faz uma comparação com os valores obtidos com a medição directa.

Para finalizar resta dizer que os resultados obtidos a partir dos parâmetros modelados dão uma resposta muito parecida à que seria esperada (conforme foi descrita na secção 2.2).

5.2 Resultados obtidos do circuito de ataque do emissor

5.2.1 Flyback indutivo

Um transdutor de ultra-som tem habitualmente uma resistência à frequência típica de oscilação (40Khz) de 500Ω ([9]), e como se viu anteriormente, para a frequência de ressonância série a impedância de uma transdutor é praticamente resistiva. Os resultados obtidos por simulação para o circuito de *flyback indutivo* na figura 5.5 foram os mostrados na figura 5.6, em que se usou uma resistência de 500Ω para modelar o transdutor.

5.2.2 Circuito com bobina

O objectivo principal deste circuito seria minimizar a corrente utilizada recorrendo à ressonância do transdutor com uma bobina em paralelo. O esquema seria o apresentado na figura 5.7.

Como já foi referenciado anteriormente, à frequência de ressonância série, a resposta do transdutor é equivalente a uma resistência em paralelo com um condensador. Neste caso, a bobina L_1 fica em paralelo com C_1 e R . Podemos então escrever o paralelo dos três componentes no domínio de Laplace (em que s é a variável de Laplace). A impedância total (Z_{total}) pode ser calculada:

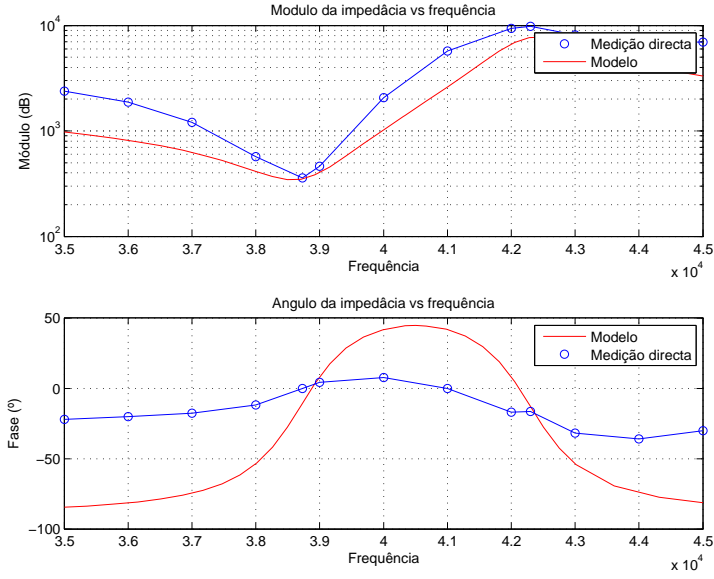


Figura 5.4: Resultados obtidos: Modelo vs resultados práticos obtidos da modelação do transdutor Murata MA40S4S.

$$\frac{1}{Z_{total}} = \frac{1}{s * L_1} + sC_1 + \frac{1}{R} \quad (5.6)$$

$$= \frac{s^2 RL_1 C_1 + sL_1 + R}{sRL_1} \quad (5.7)$$

Para passar para o domínio da frequência podemos fazer $s = j\omega$, e como estamos a trabalhar na frequência de ressonância podemos fazer $\omega = \sqrt{\frac{1}{L_1 C_1}}$. A equação pode ser simplificada para a equação 5.8.

$$\left. \frac{1}{Z_{total}} \right|_{\omega = \sqrt{\frac{1}{L_1 C_1}}} = \frac{1}{R} \Leftrightarrow \quad (5.8)$$

$$\Leftrightarrow Z_{total} = R \quad (5.9)$$

A impedância é, como se pode ver, igual a R , ou seja, totalmente real. Vamos agora fazer uma análise semelhante para o mesmo transdutor, mas agora sem utilizar a bobina. O circuito pode ser simplificado, à frequência de ressonância, para um condensador em paralelo com uma resistência. A impedância neste caso é:

$$Z = \frac{j \frac{R}{\omega C_1}}{R + j \frac{1}{\omega C_1}} \quad (5.10)$$

$$Z = \frac{R}{\sqrt{1 + \omega RC_1}}$$

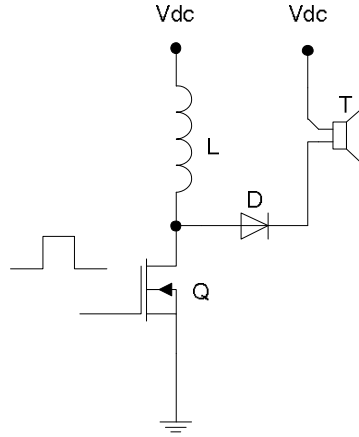


Figura 5.5: Esquema eléctrico do circuito de ataque do transmissor com *flyback* indutivo.

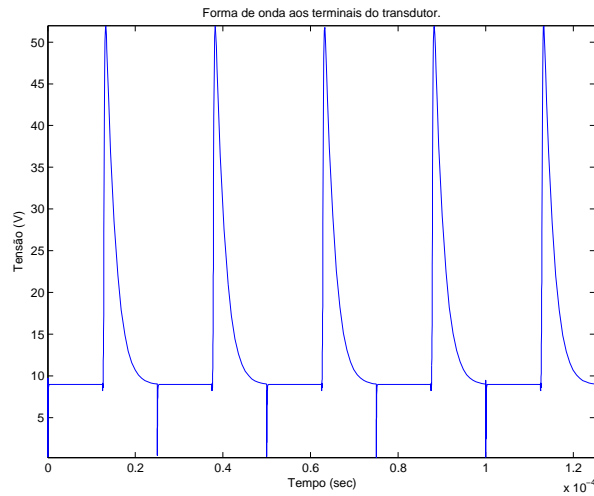


Figura 5.6: Resultados obtidos por simulação

Utilizando os parâmetros típicos de um transdutor deste género ($R = 500$, $C_1 = 2550pF$ e $f = 40kHz$), Z fica igual a $Z = 378.6\Omega$ (Existe uma diferença de 75.6%). Isto significa que a impedância, no circuito com a bobina é 75.6% da impedância do transdutor sem bobina em paralelo.

5.2.3 Ponte H

O circuito da figura 5.8 é alimentado a 3.3V e o transformador tem uma relação de transformação de 1:10.

Os transístores utilizados foram os PBSS4240DPN. Estes transístores foram escolhidos devido às suas características. Estes transístores são fisicamente pequenos e ocupam pouco espaço, e têm a vantagem de conter dois transístores duais (1 NPN e outro PNP) na mesma embalagem (pacote). Apesar do seu tamanho, são capazes de aguentar correntes contínuas superiores a 1 ampere e uma tensão de colector-emissor de 40v. Os parâmetros dos transístores

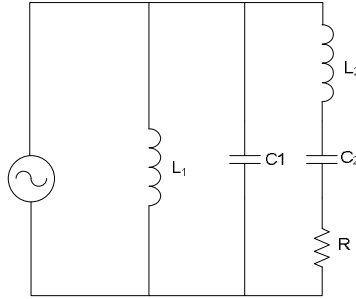


Figura 5.7: Circuito eléctrico em análise - Modelo do transdutor com bobina em paralelo.

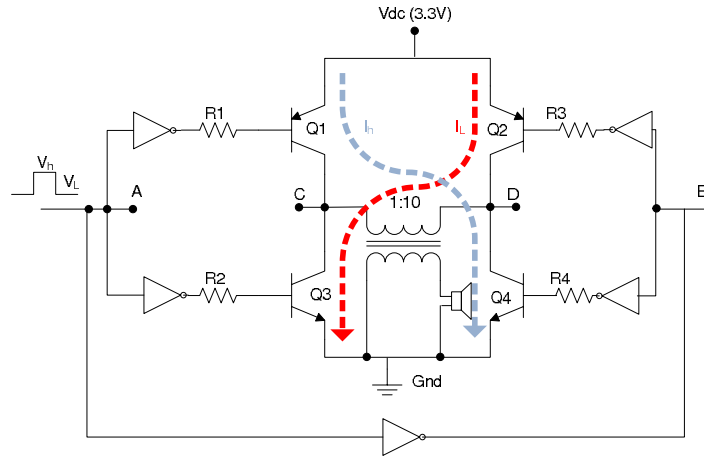


Figura 5.8: Esquema eléctrico do circuito de ataque ao transmissor em ponte H.

utilizados (PBSS4240DPN) retirados do *datasheet* são os seguintes (Tabela 5.3)

Parâmetro	Transistor NPN	Transistor PNP	Unidade
$hfe_{min}@1A$	200	160	
$V_{ce(sat)}$	200	-260	mV
$V_{be(sat)}$	1.2	-1.1	V

Tabela 5.3: Parâmetros dos transístores utilizados.

A tensão no secundário do transformador pode ser calculada usando a equação 5.11, em que V_{dc} é a tensão de alimentação, T é a relação de transformação do transformador, η é o coeficiente de acoplamento e $V_{ce(sat)}$ é a tensão colector-emissor quando está saturado.

$$V_{out(teorico)} = (V_{dc} - V_{ce(sat)NPN} - V_{ce(sat)PNP}) * T * \eta \quad (5.11)$$

Para os parâmetros apresentados na tabela 5.3, e assumindo um coeficiente de acoplamento igual a 1, o $V_{out(teorico)}$ é igual a 28.4V.

O circuito foi simulado recorrendo ao programa *freeware LTspice* da *Linear Technology*[18]. Foram feitas simulações para a situação em que o transdutor é modelado por uma resistência de 500Ω e para a situação em que o transdutor é modelado pelos parâmetros encontrados

anteriormente. Os resultados encontram-se na figura 5.9.

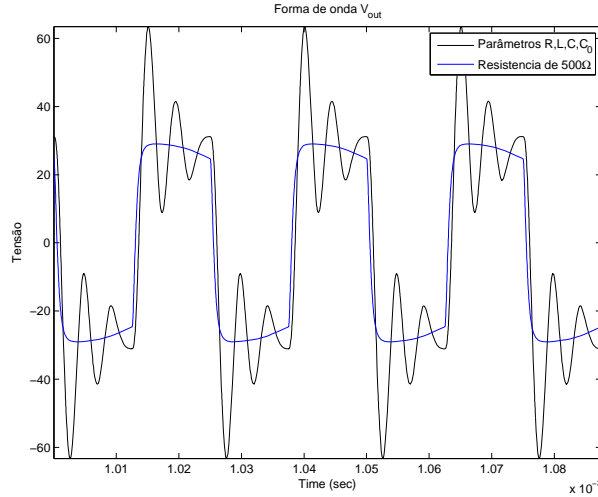


Figura 5.9: Resultados obtidos da simulação do circuito de ataque em ponte H (figura 5.8)

5.2.4 Conclusões

Após o estudo destas 3 hipóteses, a hipótese seleccionada como melhor é a ponte H. Os resultados da ponte H mostram que com uma tensão de alimentação de 3.3v se consegue atingir uma tensão bipolar com uma amplitude igual à relação de transformação do transformador vezes o seu coeficiente de acoplamento. Com o *flyback* indutivo consegue-se uma tensão bastante superior com poucos componentes, mas torna-se um pouco complicado prever a tensão atingida porque esta depende do *duty cycle* do sinal aplicado e do valor da bobina. Contudo o que torna o cálculo complexo são as não linearidades da bobina (a resistência parasita série não deixa a corrente crescer linearmente). Com este circuito existe a possibilidade de destruição do transdutor. Com a bobina em paralelo, pelos cálculos efectuados não se consegue alterações significativas, além de ser necessário proceder à afinação da mesma para entrar em ressonância com o circuito.

5.3 Testes ao software desenvolvido

Para se saber se o sistema cumpria os intervalos temporais especificados no capítulo 4, secção 2, sub-secção 1 (figura 4.10), foram feitos os seguintes testes:

1. Observação do estado de transmissão (Tx) de forma a visualizar se a onda criada era de 40kHz.
2. Teste à frequência de amostragem para saber de facto é de 160kHz.
3. Teste a um ciclo total de transmissão - recepção (mais os estados intermédios) e comparação com os especificados.

Os testes foram feitos recorrendo ao *Piccolo F28035 Experimenter's Kit* (figura 4.5), que tem os pinos disponíveis para poderem ser observados no osciloscópio. O procedimento para cada teste foi o seguinte:

1. O pino escolhido para gerar a onda que vai para o circuito de ataque aos transdutores foi observado com o osciloscópio;
2. Foi escolhido um pico digital genérico, que cada vez que existe uma interrupção ele muda de estado (*Low para high, ou high para low*). Depois foi observado no osciloscópio;
3. Para o terceiro teste, o procedimento foi semelhante ao primeiro, mas desta vez foi observado todo o ciclo, ao invés de só se observar o estado de transmissão.

Os resultados do primeiro teste estão na figura 5.10.

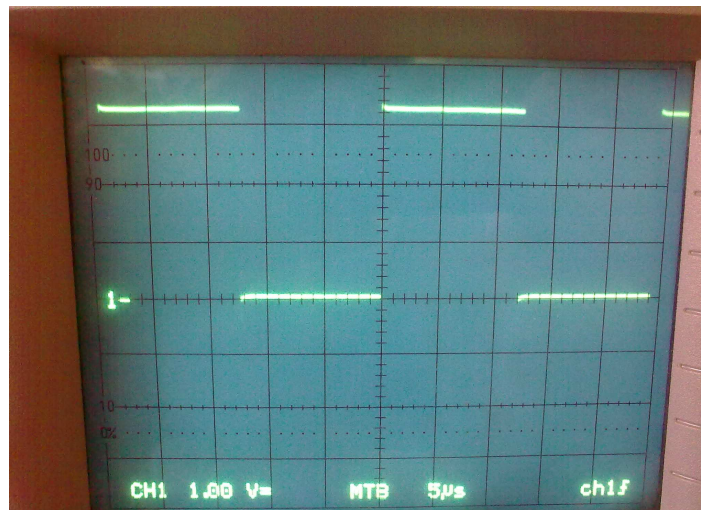


Figura 5.10: Resultados do teste 1 - (escala horizontal = $5\mu s/\text{div}$, escala vertical = $1\text{V}/\text{div}$)

A frequência da onda tem 4.8 divisões, sendo que cada divisão corresponde a $5\mu s$, obtemos um período igual a $24.25\mu s$. A frequência esperada era de 40kHz , mas a medida fica nos 41.666kHz .

A figura 5.11 mostra os resultados do teste 2. O objectivo pretendido era ter uma frequência de amostragem igual a 160kHz . Neste teste cada transição corresponde a uma interrupção (frequência de amostragem). Na figura podemos ver que cada intervalo entre transições tem cerca de 3 divisões, o que dá um total de $6.1\mu s$, ou seja, uma frequência de 166666kHz .

No terceiro teste podemos observar todo o ciclo (ver diagrama temporal na figura 4.10 e o diagrama de fluxo na figura 4.11). Como se pode ver no diagrama temporal já referido, o estado de transmissão (estado Tx) tem uma duração de 1.6ms , e o tempo total do "ciclo" completo é de 17.5ms . O tempo do estado de transmissão observado é de sensivelmente 1.4ms , e o tempo do ciclo total é de 16.66ms .

5.3.1 Conclusões

O aspecto mais importante a ter em consideração na análise destes resultados é que a medição com um osciloscópio é propícia a erros do observador quando a escala usada se torna

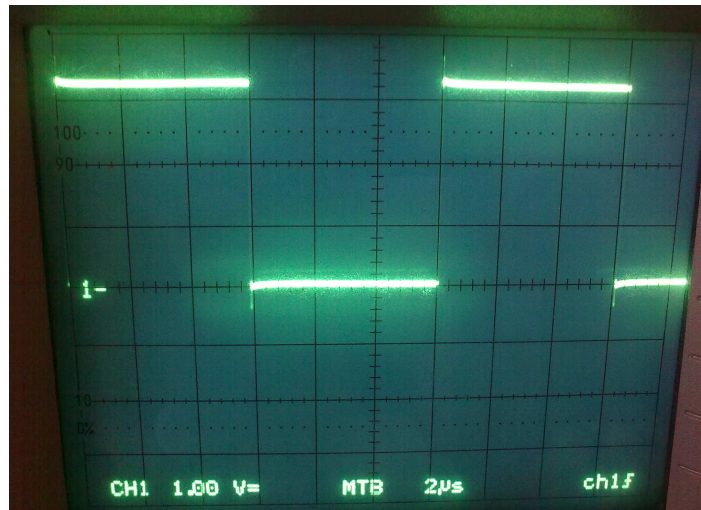


Figura 5.11: Resultados do teste 2 - (escala horizontal = $2\mu\text{s}/\text{div}$, escala vertical = $1\text{V}/\text{div}$)

muito grande, pelo que não é o instrumento ideal para analisar estes sinais (principalmente o do teste 3).

Os sinais estão próximos do esperado, mas no entanto é possível melhorar os resultados. O *DSP* usa um oscilador interno para gerar o relógio do sistema, e o relógio do periférico usado para gerar a interrupção (contador PWM) é gerado a partir do relógio principal. Este oscilador interno tem um erro de 3%, mas no entanto é possível substituir por um cristal externo que tem habitualmente um erro de cerca de 50ppm (partes por milhão). Para melhorar ainda mais os resultados pode-se fazer também uma afinação do contador de PWM, de forma a que este gera uma frequência mais próxima do esperado.

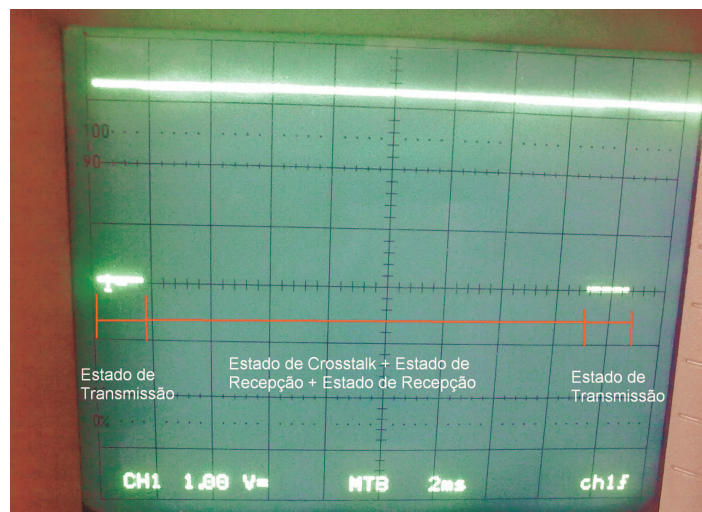


Figura 5.12: Resultados do teste 3 - (escala horizontal = $2ms/div$, escala vertical = $1v/div$)

Capítulo 6

Conclusões e trabalho futuro

6.1 Conclusões

A tecnologia de ultra-sons é apenas uma das tecnologias com capacidades de detectar obstáculos e sua posição. No entanto é preciso algum cuidado ao usar transdutores de baixo custo, já que estes têm tipicamente um diagrama de sensibilidade bastante largo; que pode acusar reflexões em obstáculos por vezes indesejados (por exemplo no chão). Contudo dentro da gama de preços é uma tecnologia a considerar, já que permite a criação de agregado de baixo custo que melhoram muito significativamente a capacidade de detecção dos mesmos[11], eliminando parcialmente os problemas citados.

Neste trabalho outro aspecto a ser explorado foi as características dos transdutores piezoelétricos, e foi pensado um teste que permite a estimação de parâmetros que permitem modelar os mesmos. Após comparação com os resultados típicos de um transdutor piezoelétrico chegou-se à conclusão que são bastante aceitáveis. o ponto forte deste método de determinação dos parâmetros é a sua simplicidade e o facto de dispensar o uso de maquinaria cara (analisador de impedâncias) .

Apesar do sistema ter, até à data, sido sujeito a poucos testes, este até ao momento apresenta resultados encorajadores.

6.2 Trabalho futuro

De seguida apresentam-se algumas propostas que visam melhorar o projecto e descobrir as limitações do mesmo.

O trabalho mais óbvio será realizar testes mais exaustivos e detalhados ao hardware, por forma a verificar o correcto funcionamento de todas as partes. Para além dos testes ao hardware, outro trabalho futuro deverá ser a execução de testes de campo. Estes testes devem incluir entre outros, testes para detecção de obstáculos a várias distâncias e a várias direcções do agregado. Outro teste interessante poderá ser verificar como o sistema se comporta na detecção de obstáculos com pouca espessura.

Uma adição simples e que pode melhorar a precisão dos resultados é a inclusão de um sensor de temperatura externo ao *DSP* de forma a se poder compensar a variação da velocidade do som com a temperatura. Este sensor pode ser por exemplo o *LM35* que é um circuito integrado com três patas que dà os resultados logo em graus Celcius.

Outro trabalho interessante seria desenvolver um interface que permiti-se ao sistema comunicar quer com o utilizador, quer com outros sistemas. Esse interface poderá utilizar o protocolo *RS-232*, já que este está disponível no *DSP*. Outra alternativa seria usar o protocolo *CAN* que também está disponível no *DSP* e que permite a ligação de vários dispositivos em rede.

No capítulo 3, secção 3 apenas foram tido em conta atrasos de fase, mas o *beamforming* pode usar pesos complexos (fase e amplitude) de forma a melhorar a resposta no lóbulo central e atenuar nos lóbulos secundários. Um possível trabalho futuro poderá envolver a análise do *beamforming* em que se usem pesos complexos estáticos ou calculados em *real-time* (*adaptive beamforming*). O trabalho futuro assenta nos seguintes pontos:

- Testes mais exaustivos a nível do hardware;
- Testes de campo, nomeadamente, detecção de obstáculos a várias distâncias e vários ângulos;
- Determinar a espessura mínima que torna possível a detecção de um obstáculo;
- Criação de um interface que possa comunicar com o resto do sistema da bengala;
- Compensação da temperatura na velocidade do som;
- Estudo do uso de pesos complexos no *beamforming*.

Bibliografia

- [1] http://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/7/74/Ultrasound_range_diagram.svg, Junho 2010.
- [2] http://pt.wikipedia.org/wiki/Velocidade_do_som, Julho 2010.
- [3] http://en.wikipedia.org/wiki/Speed_of_sound, Julho 2010.
- [4] Datasheet do transdutor 400st120 da marca prowave. <http://www.prowave.com.tw/pdf/T400S12.PDF>, Junho 2010.
- [5] T. T. Georgiou A. N. Amini. Avoiding ambiguity in beamspace processing. *IEEE Signal Processing Letters*, 12(5):372–375, Maio 2005.
- [6] Kenneth Franklin Riley; Michael Paul Hobson; S. J. Bence; Stephen John Bence. *Mathematical methods for physics and engineering*. Cambridge University press, Cambridge, 3 edition, 2002.
- [7] Dennis A. Bohn. Environmental effects on the speed of sound. *J. Audio Eng. Soc.*, 36(4), 1988.
- [8] Terry J. DuBose. The history of ultrasound: A collection of recollections, articles, interviews and images. http://www.obgyn.net/ultrasound/ultrasound.asp?page=feature/first_medical_use_ultrasound, Junho 2010.
- [9] Ch. Papageorgiou e Th. Laopoulos. Modification of resonance characteristics of ultrasonic transducers by the driving circuit. In *XVII IMEKO World Congress Metrology in 3rd Millennium*, June 2003.
- [10] Texas Instruments. Ultrasonic distance measurement with the msp430, 2001.
- [11] Mário Leandro Oliveira Lima. *Sonar ultra-sónico para pequenos robots*. PhD thesis, Universidade de Aveiro, 2009.
- [12] I. A. Stegun M. Abramowitz. *Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables*. Dover, New york, 1964.
- [13] Murata Manufacturing Co., Ltd. *Piezoelectric Ceramics (PIEZOTITE) Sensors*.
- [14] Murata Manufacturing Co., Ltd. *Ultrasonic Sensor*.
- [15] Prabhakar S. Naidu. *Sensor array signal processing*. CRC Press, London, 2001.

- [16] Jr. Robert W. Heath and Arogyaswami J. Paulraj. Switching between diversity and multiplexing in mimo systems. *IEEE Transactions on Communications*, 53(6), Junho 2005.
- [17] M. Honda T. Oohashi, E. Nishina. Inaudible high-frequency sounds affect brain activity: Hypersonic effect. *Journal of Neurophysiology*, 86(6):3548–3558, Jun. 2000.
- [18] Linear Tecnology. <http://www.linear.com/designtools/software/>, Junho 2010.

Apêndice A

Tabela comparativa de DSP da Texas Instruments

	TMS320F2812	TMS320F2802x/2803x (Piccolo)	TMS320F283xx (Delfino)
CPU	C28X	C28X	C28X
Calculo	32bit fixed point	32bit fixed point	32bit floating point
Nº Multiplicadores	1	1	1
Frequência de clock	Até 150Mhz	Até 60Mhz	Até 150Mhz ¹
Preço	20€a 25€	8€	20€a 25€
Ferramentas	JTAG CCS IDE 2812 eZdsp	JTAG CCS IDE eZdsp /Piccolo exp. kit	JTAG CCS IDE eZdsp /Delfino exp. kit
Memoria	18K Ram 128K Flash	10K Ram 64K Flash	35K Ram 256K Flash
ADC	12bit /12.5MSPS 16 Channels	12bit /4.6MSPS 16 Channels	12bit /12.5MSPS 16 Channels
Package	179-ball GHH 176-pin PGF	64 pin TQFP 80 LQFP	176-Pin PGF /ZJZ 179-Ball ZHH
Pinos digitais	56 GPIO pins	45 GPIO pins	88 GPIO pins
Consumo típico	650mW @150Mhz	460mW @60Mhz	850mW @150Mhz

Tabela A.1: Tabela comparativa dos dsp da familia C2000

Apêndice B

Hardware desenvolvido/usado

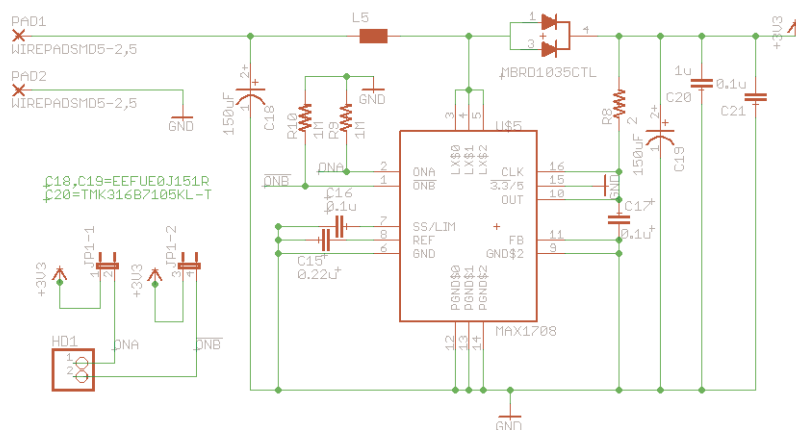


Figura B.1: Fonte de alimentação da placa.

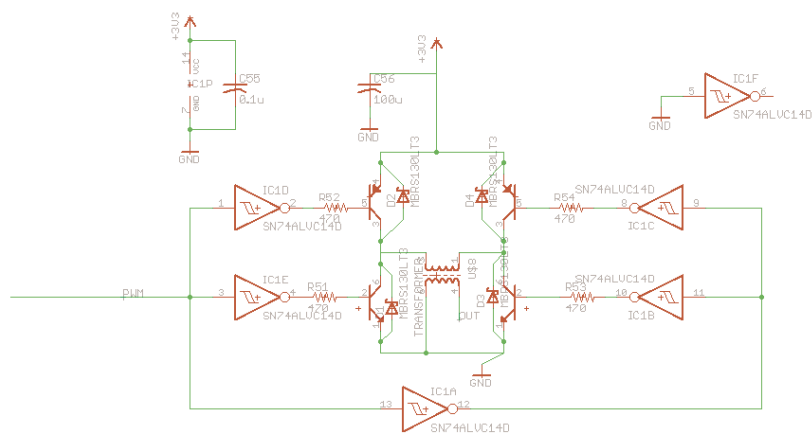


Figura B.2: Circuito de ataque da placa.

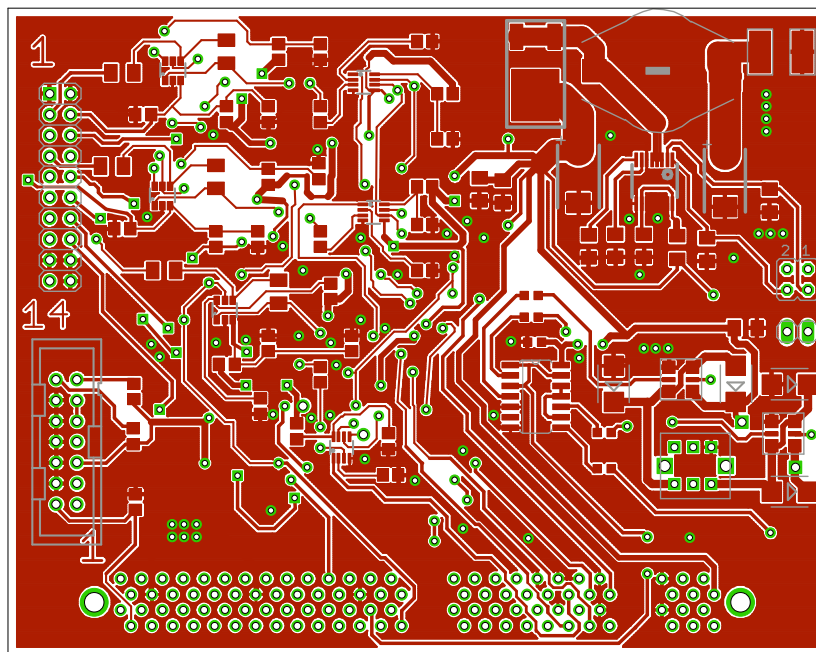


Figura B.5: Layout da placa (parte de cima).

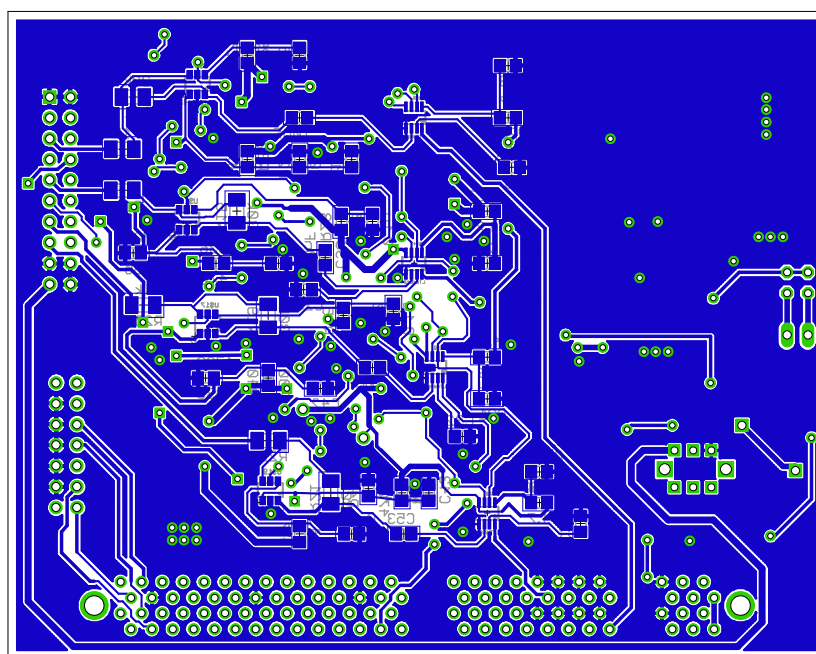


Figura B.6: Layout da placa (parte de baixo).

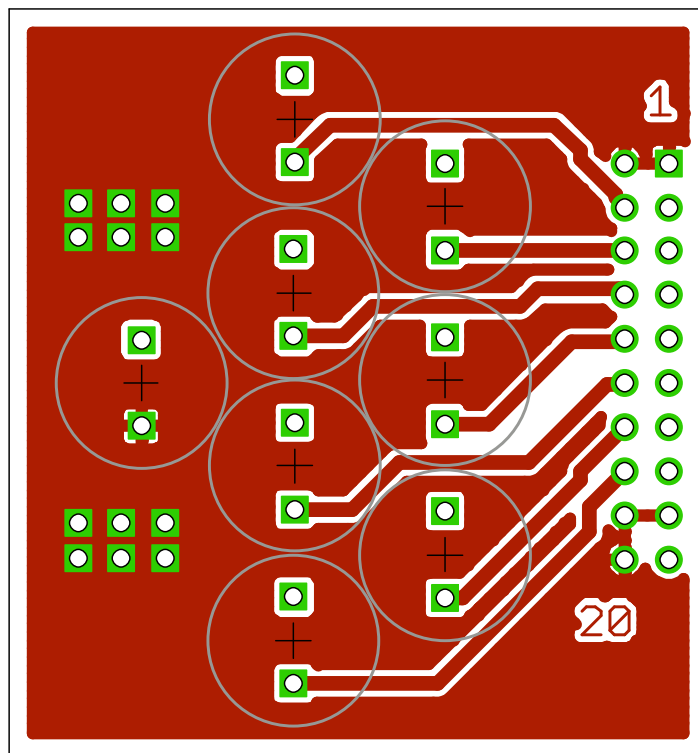


Figura B.7: Layout da placa que suporta os transdutores (parte de cima).

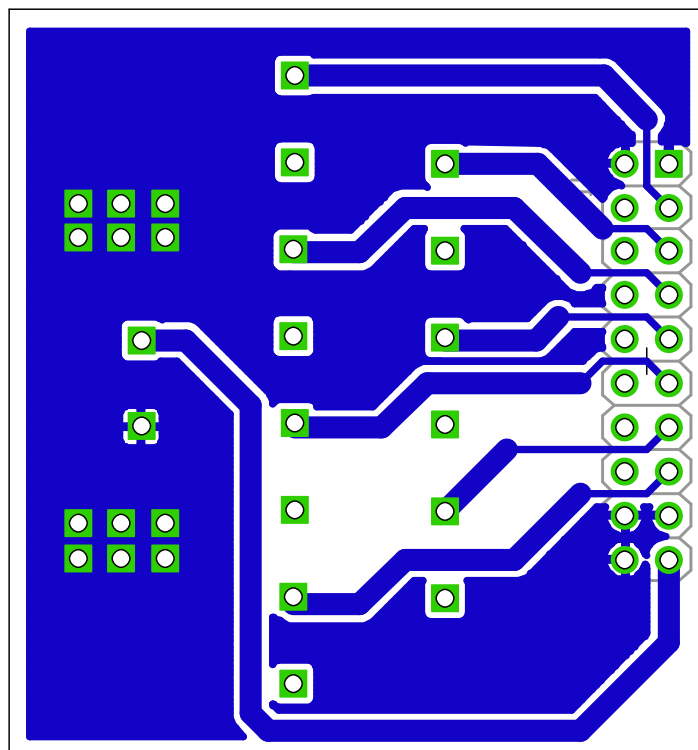


Figura B.8: Layout da placa que suporta os transdutores (parte de baixo).

B.1 Lista de material

Quantidade	Componente	Valor	Package	Observações
3	Header			2×10
1	Jumper			
1	Indutor	2 μ	xcase	
14	Condensador	0.1 μ	0805	
3	Condensador	0.1 μ	1206	
1	Condensador	0.1	0603	
1	Condensador	0.22 μ	1206	
2	Resistência	1M	1206	
7	Resistência	1k	1206	
14	Condensador	1 μ	0805	
1	Condensador	1 μ	1206	
1	Resistência	2	1206	
1	Resistência	2k2	1206	
14	Resistência	4.7	0805	
7	Condensador	10n	0805	
7	Resistência	30k	1206	
1	Condensador	100 μ	1206	
2	Condensador	150 μ		Ver datasheet
4	Resistência	470	0603	
1	Header			7×2
14	Resistência	4700	0603	
1	Socket			DIMM100
7	IC		SOT23-6	LMH6647
7	IC		TSOT-23	LTC6910
1	IC		QSOP	MAX1708
1	Diodo shotcky		D-PAK	MBRD1035CT
4	Diodo shotcky		CASE 403A	MBRS130LT3
2	Transistor		SOT457	PBSS4240
1	IC			SN74ALVC14D
1	Transformador			K000003 (Prowave)
7	Transdutor			PMA40S4R
1	Transdutor			PMA40S4S

Tabela B.1: Lista de material.

B.2 Módulo Piccolo tms320f28035 - Control card

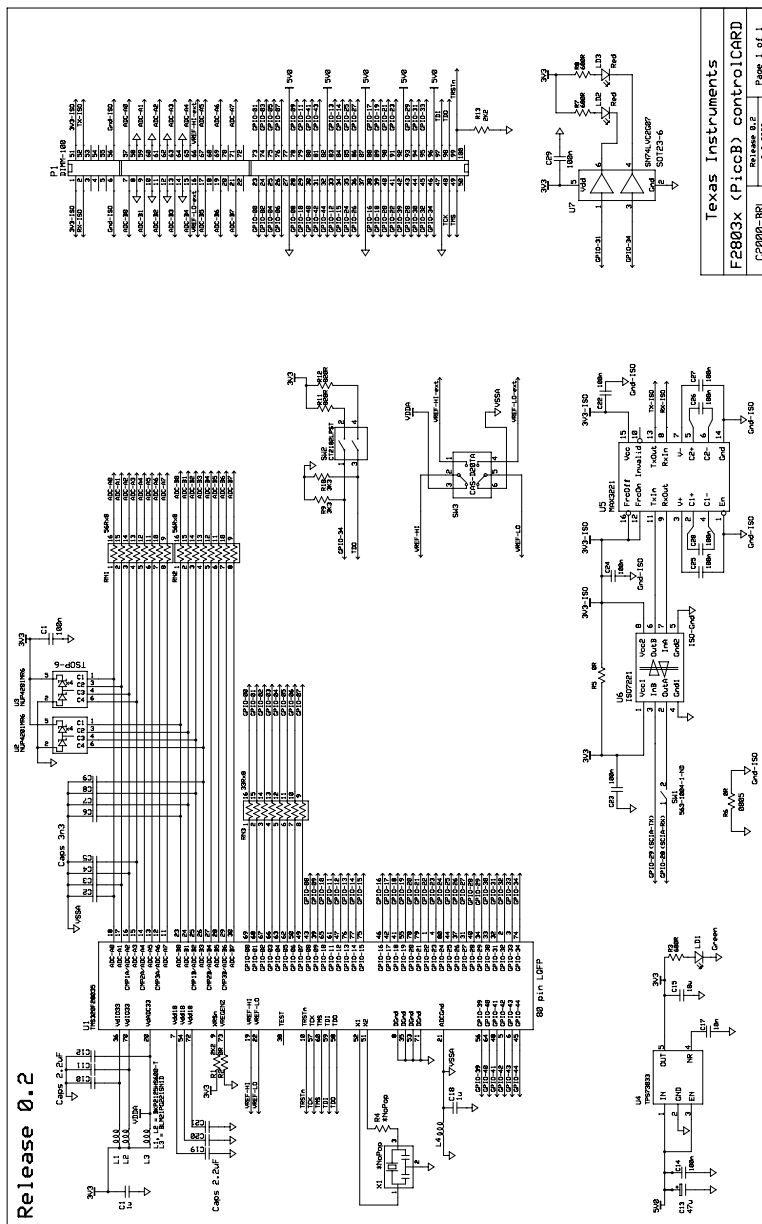


Figura B.9: Esquema da placa de controlo.

F28035 controlCARD board pin-out description

V33D-ISO	1	51	V33D-ISO
ISO-RX-RS232	2	52	ISO-TX-RS232
spare	3	53	spare
spare	4	54	spare
spare	5	55	spare
GND_ISO	6	56	GND_ISO
ADCIN-B0	7	57	ADCIN-A0
GND	8	58	GND
ADCIN-B1	9	59	ADCIN-A1
GND	10	60	GND
ADCIN-B2/COMP1B/AIO10	11	61	ADCIN-A2/COMP1A/AIO2
GND	12	62	GND
ADCIN-B3	13	63	ADCIN-A3
GND	14	64	GND
ADCIN-B4/COMP2B/AIO12	15	65	ADCIN-A4 /COMP2A/AIO4
VREFLO-ext	16	66	VREFHI-ext
ADCIN-B5	17	67	ADCIN-A5
spare	18	68	spare
ADCIN-B6/CMP3B/AIO14	19	69	ADCIN-A6/COMP3A/AIO6
spare	20	70	spare
ADCIN-B7	21	71	ADCIN-A7
spare	22	72	spare
GPIO-00 / EPWM-1A	23	73	GPIO-01 / EPWM-1B / EMU0 / COMP1OUT
GPIO-02 / EPWM-2A	24	74	GPIO-03 / EPWM-2B / SPISOMIA / COMP2OUT
GPIO-04 / EPWM-3A	25	75	GPIO-05 / EPWM-3B / SPISIMOA / ECAP1
GPIO-06 / EPWM-4A / EPWMSYNCI	26	76	GPIO-07 / EPWM-4B / SCIRX-A
GND	27	77	+5V in
GPIO-08 / EPWM-5A / -- / ADCSOCA	28	78	GPIO-09 / EPWM-5B / LINTX-A
GPIO-10 / EPWM-6A / -- / ADCSOCA	29	79	GPIO-11 / EPWM-6B / LINRX-A
GPIO-40 / EPWM-7A	30	80	GPIO-41 / EPWM-7B
GPIO-42 / -- / -- / COMP1OUT	31	81	GPIO-43 / -- / -- / COMP2OUT
GPIO-44	32	82	+5V in
GPIO-12 / TZ1n / SCITX-A / SPISIMO-B	33	83	GPIO-13 / TZ2n / -- / SPISOMI-B
GPIO-15 / TZ1n / LINRX-A / SPISTE-B	34	84	GPIO-14 / TZ3n / LINTX-A / SPICLK-B
GPIO-24 / ECAP1 / -- / SPISIMO-B	35	85	GPIO-25 / -- / -- / SPISOMI-B
GPIO-26 / -- / -- / SPICLK-B	36	86	GPIO-27 / -- / -- / SPISTE-B
GND	37	87	+5V in
GPIO-16 / SPISIMO-A / -- / TZ2n	38	88	GPIO-17 / SPISOMI-A / -- / TZ3n
GPIO-18 / SPICLK-A / LINTX-A / XCLKOUT	39	89	GPIO-19 / SPISTE-A / LINRX-A / ECAP1
GPIO-20 / EQEP1A / -- / COMP1OUT	40	90	GPIO-21 / EQEP1B / -- / COMP2OUT
GPIO-22 / EQEP1S / -- / LINTX-A	41	91	GPIO-23 / EQEP1I / -- / LINRX-A
GPIO-39	42	92	+5V in
GPIO-28 / SCIRX-A / I2CSDA-A / TZ2n	43	93	GPIO-29 / SCITX-A / I2CSCL-A / TZ3n
GPIO-30 / CANRX-A / -- / --	44	94	GPIO-31 / CANTX-A / -- / --
GPIO-32 / I2CSDA-A / EPWMSYNCI / ADCSOCA	45	95	GPIO-33 / I2CSCL-A / EPWMSYNCO / ADCSOCA
GPIO-34 / COMP2OUT / EMU1 / COMP3OUT	46	96	+5V in
GND	47	97	TDI / GPIO-35
TCK / GPIO-38	48	98	TDO / GPIO-37
TMS / GPIO-36	49	99	TRSTn
	50	100	

Texas Instruments – C2000 - BRL

Internal Information

Figura B.10: Pinout do Modulo DIMM.

Apêndice C

Software desenvolvido

```
// TI File $Revision: /main/6 $
// Checkin $Date: April 30, 2009 14:53:24 $
// Modified by João Sousa on 07/07/2010
//#####
//
// FILE:    Example_2803xAdcSoc.c
//
// TITLE:   DSP2803x ADC Start-Of-Conversion (SOC) Example Program.
//
// ASSUMPTIONS:
//
//    This program requires the DSP2803x header files.
//
//    Make sure the CPU clock speed is properly defined in
//    DSP2803x_Examples.h before compiling this example.
//
//
//    $Boot_Table:
//
//    While an emulator is connected to your device, the TRSTn pin = 1,
//    which sets the device into EMULBOOT boot mode. In this mode, the
//    peripheral boot modes are as follows:
//
//
//    Boot Mode:      EMU_KEY      EMU_BMODE
//                   (0xD00)      (0xD01)
//
//    -----
//    Wait            !=0x55AA      X
//    I/O             0x55AA        0x0000
//    SCI             0x55AA        0x0001
//    Wait            0x55AA        0x0002
//    Get_Mode        0x55AA        0x0003
//    SPI             0x55AA        0x0004
```

```

//      I2C                0x55AA                0x0005
//      OTP                0x55AA                0x0006
//      eCANA              0x55AA                0x0007
//      SARAM              0x55AA                0x000A    <— "Boot to SARAM"
//      Flash              0x55AA                0x000B
//      Wait               0x55AA                Other
//
//      Write EMU_KEY to 0xD00 and EMU_BMODE to 0xD01 via the debugger
//      according to the Boot Mode Table above. Build/Load project,
//      Reset the device, and Run example
//
//      $End_Boot_Table
//
//
//      Description:
//
//      This example sets up the PLL in x12/2 mode.
//
//      For 60 MHz devices (default)
//      (assuming a 10Mhz input clock).
//
//      Interrupts are enabled and the ePWM1 is setup to
//      generate a periodic
//      ADC SOC – ADCINT1. Two
//      channels are converted, ADCINA4 and ADCINA2.
//
//      Watch Variables:
//
//      Voltage1[10]        Last 10 ADCRESULT0 values
//      Voltage2[10]        Last 10 ADCRESULT1 values
//      ConversionCount      Current result number 0–9
//      LoopCount           Idle loop counter
//
//
//#####
// $TI Release: 2803x C/C++ Header Files V1.21 $
// $Release Date: December 1, 2009 $
// Modified by João Sousa on 07/07/2010
//#####

#include "DSP28x_Project.h"

// Prototype statements for functions found within this file.
interrupt void adc_isr(void);
void Adc_Config(void);

//Definição de constantes (Tempo de estado = famostragem * LENGTHXX)

```

```

#define LENGTH_tx    256
#define LENGTH_ct    500
#define LENGTH_rx    700
#define LENGTH_seg   1343 //Para totalizar 3 metros

//Define STATE
#define RX                0x0000
#define TX                0x0001
#define SLEEP            0x0002
#define CONTL            0x0003
#define DEBG             0x0004
#define CT                0x0005
#define SEG              0x0006

#define DEBUG    1          //Comment in final version
// Global variables used in this example:

Uint16 pga0 = 0;
Uint16 pga1 = 0;

Uint16 vector_R1[LENGTH_rx];
Uint16 vector_R2[LENGTH_rx];
Uint16 vector_R3[LENGTH_rx];
Uint16 vector_R4[LENGTH_rx];
Uint16 vector_R5[LENGTH_rx];
Uint16 vector_R6[LENGTH_rx];
Uint16 vector_R7[LENGTH_rx];

Uint16 state;
Uint16 n=0;

main()
{

// Step 1. Initialize System Control:
// PLL, WatchDog, enable Peripheral Clocks
// This example function is found in the DSP2803x_SysCtrl.c file.
    InitSysCtrl();

// Step 2. Initialize GPIO:
// This example function is found in the DSP2803x_Gpio.c file and
// illustrates how to set the GPIO to it's default state.
// InitGpio(); // Skipped for this example

```

```

// Step 3. Clear all interrupts and initialize PIE vector table:
// Disable CPU interrupts
DINT;

// Initialize the PIE control registers to their default state.
// The default state is all PIE interrupts disabled and flags
// are cleared.
// This function is found in the DSP2803x_PieCtrl.c file.
InitPieCtrl();

// Disable CPU interrupts and clear all CPU interrupt flags:
IER = 0x0000;
IFR = 0x0000;

// Initialize the PIE vector table with pointers to the shell Interrupt
// Service Routines (ISR).
// This will populate the entire table, even if the interrupt
// is not used in this example. This is useful for debug purposes.
// The shell ISR routines are found in DSP2803x_DefaultIsr.c.
// This function is found in DSP2803x_PieVect.c.
InitPieVectTable();

// Interrupts that are used in this example are re-mapped to
// ISR functions found within this file.
EALLOW; // This is needed to write to EALLOW protected register
PieVectTable.ADCINT1 = &adc_isr;
EDIS; // This is needed to disable write to EALLOW protected registers

// Step 4. Initialize all the Device Peripherals:
// This function is found in DSP2803x_InitPeripherals.c
// InitPeripherals(); // Not required for this example
InitAdc(); // For this example, init the ADC

// Configurar pinos como output/digital
EALLOW;
// Leds do Kit
GpioDataRegs.GPBSET.bit.GPIO34 = 1;
GpioCtrlRegs.GPBMUX1.bit.GPIO34 = 0;
GpioCtrlRegs.GPBDIR.bit.GPIO34 = 1;

GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO31 = 1;
GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO31 = 0;
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO31 = 1;
// PGA
GpioDataRegs.GPBSET.bit.GPIO40 = 1;
GpioCtrlRegs.GPBMUX1.bit.GPIO40 = 0;

```

```

GpioCtrlRegs.GPBDIR.bit.GPIO40 = 1;

GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO5 = 1;
GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO5 = 0;
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO5 = 1;

EDIS;

// Step 5. User specific code, enable interrupts:

// Enable ADCINT1 in PIE
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx1 = 1;
IER |= M_INT1;
//EINT;
ERTM;

//      Configurar PGA
//      Todos os amplificadores estão ligados ao mesmo porto

GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO5 = pga0;
GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIO40 = pga1;

//  Configuração da ADC e do EPWM que gera as interrupções
EALLOW;
AdcRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS = 1;
AdcRegs.INTSEL1N2.bit.INT1E      = 1;
AdcRegs.INTSEL1N2.bit.INT1CONT   = 0;
AdcRegs.INTSEL1N2.bit.INT1SEL    = 1;

//  Configuração dos SOC (channel select, trigger e ACQPS)
AdcRegs.ADCSOC0CTL.bit.CHSEL     = 1;
AdcRegs.ADCSOC1CTL.bit.CHSEL     = 0;
AdcRegs.ADCSOC2CTL.bit.CHSEL     = 2;
AdcRegs.ADCSOC3CTL.bit.CHSEL     = 8;
AdcRegs.ADCSOC4CTL.bit.CHSEL     = 0xA;
AdcRegs.ADCSOC5CTL.bit.CHSEL     = 9;
AdcRegs.ADCSOC6CTL.bit.CHSEL     = 0xB;

AdcRegs.ADCSOC0CTL.bit.TRIGSEL    = 5;
AdcRegs.ADCSOC1CTL.bit.TRIGSEL    = 5;
AdcRegs.ADCSOC2CTL.bit.TRIGSEL    = 5;
AdcRegs.ADCSOC3CTL.bit.TRIGSEL    = 5;
AdcRegs.ADCSOC4CTL.bit.TRIGSEL    = 5;

```

```

    AdcRegs.ADCSOC5CTL.bit.TRIGSEL = 5;
    AdcRegs.ADCSOC6CTL.bit.TRIGSEL = 5;

    AdcRegs.ADCSOC0CTL.bit.ACQPS = 6;
    AdcRegs.ADCSOC1CTL.bit.ACQPS = 6;
    AdcRegs.ADCSOC2CTL.bit.ACQPS = 6;
    AdcRegs.ADCSOC3CTL.bit.ACQPS = 6;
    AdcRegs.ADCSOC4CTL.bit.ACQPS = 6;
    AdcRegs.ADCSOC5CTL.bit.ACQPS = 6;
    AdcRegs.ADCSOC6CTL.bit.ACQPS = 6;
    EDIS;

    // Assumes ePWM1 clock is already enabled in InitSysCtrl();
    // EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;
    EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 1;
    EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCASEL = 4;
    EPwm1Regs.ETPS.bit.SOCAPRD = 1;
    EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = 75;
    EPwm1Regs.TBPRD = 375;
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 0;
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;
    // Inicializações
    state = TX;

    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO31 = 0;
    EINT;

    // Wait for ADC interrupt
    while(1);

}

interrupt void adc_isr(void)
{
    //GpioDataRegs.GPATOGGLE.bit.GPIO5 = 1;
    switch(state){
        case TX:

            if(n<=LENGTH_tx-1){

                if((n%2) == 0){
                    GpioDataRegs.GPATOGGLE.bit.GPIO5 = 1;

```



```

        }
        n++;
    }

    if (n>=LENGTH_tx){
        state=CT;
        n=0;
    }

    break;

case CT:

    if (n<=LENGTH_ct-1){
        n++;
    }
    if (n>=LENGTH_ct){
        state=RX;
        n=0;
        #ifdef  DEBUG
        GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO5 = 1;
        #endif
    }
    break;

case RX:

    if (n<=LENGTH_rx-1){
        vector_R1[n]= AdcResult.ADCRESULT0;
        vector_R2[n]= AdcResult.ADCRESULT1;
        vector_R3[n]= AdcResult.ADCRESULT2;
        vector_R4[n]= AdcResult.ADCRESULT3;
        vector_R5[n]= AdcResult.ADCRESULT4;
        vector_R6[n]= AdcResult.ADCRESULT5;
        vector_R7[n]= AdcResult.ADCRESULT6;
        n++;
    }
    if (n>=LENGTH_rx){
        state=SEG;
        n=0;
        #ifdef  DEBUG
        GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO5 = 1;
        #endif
    }
    break;

case SEG:

    if (n<=LENGTH_seg-1)

```

```

        {
            n++;
        }

        else
        {
            state=TX;
            n=0;
        }
    //state=SEG;
    GpioDataRegs.GPBCLEAR.bit.GPIO34 =1;
    break;

}

AdcRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1;
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;

return;
}

```